17F
Nº 1714
MARS
1985
LXe ANNÉE

LE HAUT-PARLEUR

LA REFERENCE EN ELECTRONIQUE

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-INFORMATIQUE. REALISATIONS

DOSSIER
LE BRUIT DE FOND

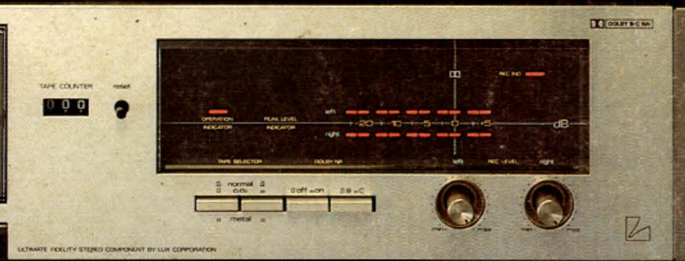
HIFI
LE COMPACT-DISC.. DEUX ANS APRES

RÉALISATIONS
UN DISPOSITIF DE SURVEILLANCE POUR BATTERIE

MICRO-INFORMATIQUE
LES EXTENSIONS MUSICALES YAMAHA MSX

Vidéo Actualité
LE VIDEODISQUE PHILIPS





BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $
SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN
ESPAGNE : 300 PTAS

S. CONSEIL PARIS

BST est entré dans l'ère du digital. Ici, sur fond de console de mixage BST, le micro « Phantom » réf. FTP 20 et le casque spécial « Compact-disc » réf. Laser 50.

Radio Show 94,3 la station balnéaire à Paris
Une campagne choc

BST : la sono des sonnés

Sonnés de la sono, branchés du décibel, BST donne du nerf à votre univers. Celui de la musique.

BST c'est l'avant-garde de la technologie audio, c'est la réponse aux attaques percutantes, c'est la fidélité dans la qualité.

Mettez-vous au pupitre

Si distorsion harmonique et bande passante sont pour vous des notions indispensables, les consoles de mixage BST vont vous brancher. Jusqu'à 13 entrées, des performances démentes et un « super look » vous donneront une âme de disc-jockey ou de rocker d'enfer.

La réalité du « Phantom »

Au milieu de la forêt de micros ayant pour nom : dynamique, electret, canon ou lavalière, une star se détache.

Elle s'appelle Phantom, le micro électrostatique au piqué exceptionnel.

Il aura à cœur de vous donner la finesse et l'ampleur dont vous n'osiez même pas rêver.

Laser au micron près



A nouvelle technologie, matériel nouveau. Nous avons le casque digital qu'il vous faut. Optimisez votre chaîne laser, donnez-lui 9 microns de Mylar, vous entendrez le résultat. A vous couper le souffle. BST, c'est également toute une série de casques qui vous feront planer à la vitesse du son.

BST
30/32, quai de la Loire - 75019 Paris

Festival du Son, du 10 au 17 mars 1985 - Stand E 1613 - Niveau 1.

Un coupon qui vous branchera sur notre fréquence
à retourner à Bisset, 30/32, quai de la Loire, 75019 Paris.

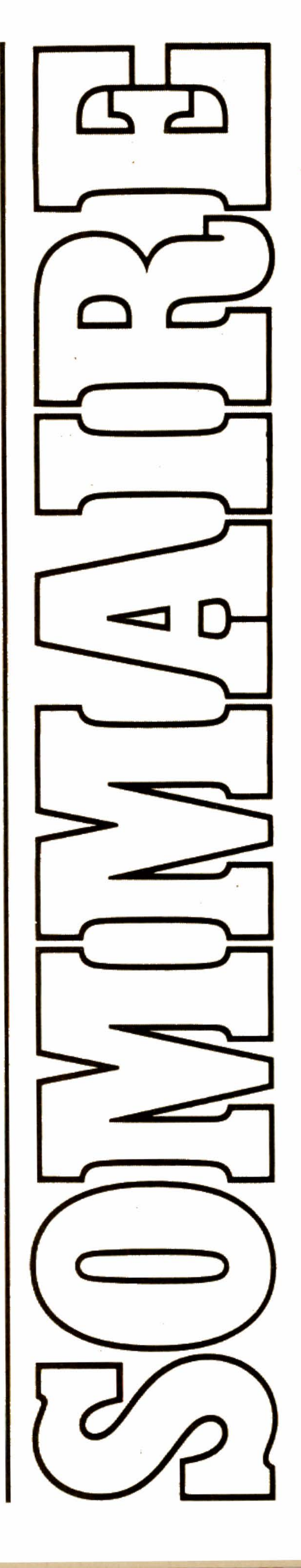
HP

Je désire recevoir votre documentation. J'ai bien noté que vous me demandez une participation aux frais d'expédition (3 timbres à 2,10 F).

Nom : ______________ Prénom : ______________ Age : ______

Adresse complète : ______________________________

____



LE DOSSIER DU MOIS

AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

MICRO-INFORMATIQUE

MESURE

VIDEO ACTUALITE

REALISATIONS

TELEMATIQUE

EMISSION RECEPTION

DIVERS

HAUT-PARLEURS ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Les systèmes piézoélectriques et magnétostrictifs

Les haut-parleurs exploitant l'effet d'électrostriction ou de magnétostriction n'ont pas connu un grand succès en raison de leur inaptitude à fournir une grande puissance acoustique aux basses fréquences. Ceux du premier type présentent sur les modèles électrostatiques l'avantage de fonctionner sans source de polarisation. Surtout utilisés comme sources ultrasonores en acoustique sous-marine (sonars), ils connaissent quelques applications dans le domaine audio comme haut-parleurs d'aigu.

Les améliorations incessantes apportées aux matériaux piézoélectriques de synthèse connus sous le nom de céramiques blanches (1), en particulier celles apportées à la stabilité de leurs caractéristiques en température et dans le temps, expliquent quelques succès commerciaux récents.

Après l'abandon progressif du sel de Seignette, du quartz, du phosphate d'ammonium, puis du titanate de baryum introduit en 1948, on utilise aujourd'hui des composés au plomb couramment désignés par les sigles PZT et PXE (zirconates – titanates de plomb) avec substitution d'atomes de même valence (calcium, baryum, strontium) qui optimisent les paramètres critiques, en particulier le coefficient de couplage électromécanique (k), le facteur de qualité mécanique (Qm) et le facteur de qualité diélectrique (Q_ϵ) [20].

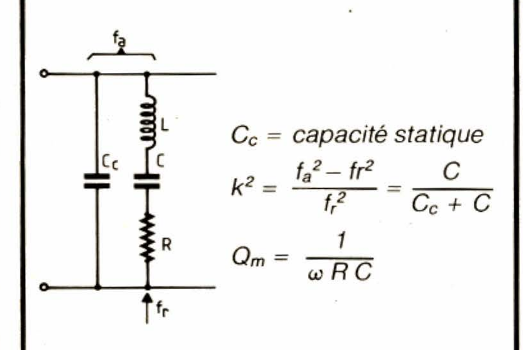


FIGURE 67. – Schéma équivalent à un résonateur piézo-électrique.

Ces paramètres interviennent dans la définition d'un facteur de mérite, à savoir, pour un transducteur fonctionnant en émetteur :

$$\eta \text{ (rendement maxi)} \simeq 1 - \frac{2}{\sqrt{k^2 Q_m Q_\epsilon}}$$

avec k (coefficient de couplage électromécanique)

$$\simeq \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{f_a - f_r}{f_r}$$

f_a = fréquence d'antirésonance
f_r = fréquence de résonance
f_a et f_r sont définis dans le schéma équivalent de la figure 67
k = 0,1 à 0,5 selon compositions
Q_m (facteur de surtension mécanique) = $1/\omega RC$
Q_m = 500 à 2 000 selon céramiques
Q_ϵ = facteur de qualité diélectrique (50 à 250 selon céramiques).

Compte tenu de la sensibilité de ces différents facteurs à la température de fonctionnement, le fabricant de céramique est toujours tenu de rechercher des compromis où entre en ligne de compte la température de Curie (250 °C à 550 °C selon les compositions).

Le processus de fabrication de tels matériaux s'apparente beaucoup à la fabrication des ferrites : après mélange, broyage et frittage, l'isotropie est rompue par application d'un champ électrique sous forte pression hydrostatique (opération de polarisation). On obtient ainsi une orientation privilégiée des dipôles élémentaires, qui sera à l'origine de la déformation élastique également orientée et induite par application d'une tension électrique aux bornes d'électrodes à couches d'or ou d'argent déposées sous vide ou sérigraphiées.

A la base des applications piézoélectriques : des structures planes vibrant en flexion, d'une part pour améliorer le rendement par une bonne adaptation à la basse impédance acoustique de l'air, d'autre part pour accepter une puissance électrique importante. Il est presque toujours fait appel à des résonateurs composites en forme de disques, soit constitués d'un sandwich céramique/métal, soit d'une structure bimorphe composée de deux céramiques collées (fig. 68). Sans précautions spéciales, ces structures ont un rendement faible, dû à l'existence d'opposition de

électrode
céramique
métal
a) structure composite céramique/métal (en tirets : 1er mode de flexion à symétrie axiale)
électrode
céramique
b) structure bimorphe

FIGURE 68. – Structures classiques de transducteurs piézoélectriques (disques).

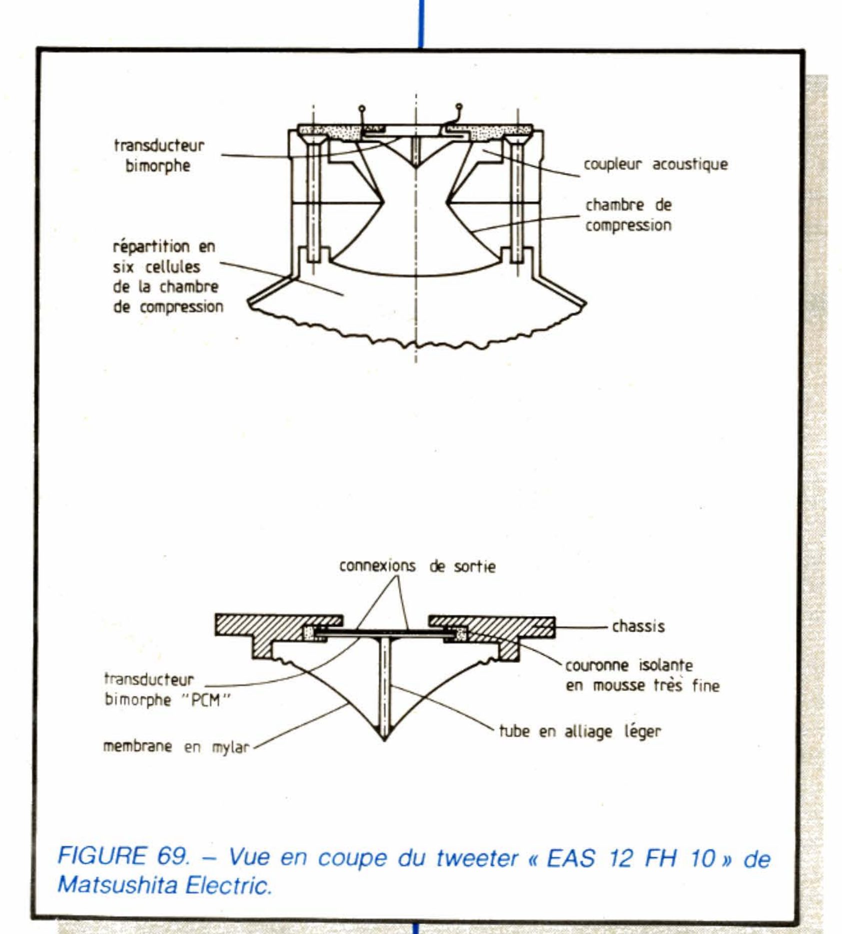


FIGURE 69. – Vue en coupe du tweeter « EAS 12 FH 10 » de Matsushita Electric.

phase dans les déplacements des zones centrale et périphérique. C'est pourquoi on adjoint toujours un diaphragme solidaire de la partie centrale, qui connaît une amplitude de déplacement maximale. Tel est le cas d'une première réalisation de tweeter conçu vers les années 50 par Teppaz, reprise plus tard par Matsushita, puis Pioneer, avec une membrane en forme de parapluie mue en son centre par une tige, elle-même fixée à son autre extrémité au centre du dispositif moteur piézoélectrique (fig. 69). Cette forme de membrane s'adapte bien à une trompe faisant office de chambre de compression dont on attend de bonnes caractérisitiques de rendement et de directivité.

Au-delà d'une fréquence d'antirésonance située ici au voisinage de 700 Hz, l'ensemble se comporte comme une charge capacitive (rôle de C_o).

La réalisation récente décrite en figure 70 constitue une amélioration du dispositif précité, avec un sandwich à deux disques céramiques de 1/10 mm d'épaisseur réunis par un disque de cuivre mince gaufré ; ce dernier assurant l'amortissement optimal du dispositif excitateur de type push-pull.

Avec une fréquence de résonance située au voisinage de 4 kHz, un tel haut-parleur d'aigu accepte des niveaux de puissance élevée (150 W) avec une distorsion inférieure à 1,5 %. Du point de vue impédance, il se comporte comme une capacité de 0,15 μF (1 000 Ω à 1 kHz – 60 Ω à 20 kHz), ce qui dispense d'ajouter un élément de protection contre les surcharges à basse fréquence.

Le rendement est amélioré par une chambre de compression et un pavillon.

Comme applications sonores à transducteur piézoélectrique, signalons enfin les sources d'alarme (buzzers) dont la figure 71 montre un principe de conception combinant en un seul boîtier l'électronique (oscillateur 3 kHz) + le transducteur + la charge acoustique en forme de résonateur de Helmholtz.

La modélisation de ce type de haut-parleur n'est pas d'un grand secours aux concepteurs, car fortement conditionnée par l'assemblage (2), et en particulier par la nature des liaisons mécaniques moteur-diaphragme mal identifiables. C'est également le cas

des transducteurs magnétostrictifs dont il ne semble pas exister aujourd'hui d'autres applications que comme sources ultrasonores pour l'industrie (nettoyage, soudage, tri de pièces).

Bien connus déjà dans leurs applications pour microphones, les films plastiques piézoélectriques peuvent constituer des éléments rayonnants de mise en œuvre particulièrement simple.

La mise au point de polymères à fort isolement (Mylar, Teflon, polypropylène), à bon amortissement intrinsèque (voir chapitre II, tableau IV) et à bonne stabilité thermique, a permis d'envisager de nouvelles applications, mais il restait à donner aux matériaux des propriétés mécaniques permettant d'obtenir industriellement des formes variées différentes de la structure plane tendue habituelle. C'est chose faite avec un nouveau polyfluore de vinylidène (PVF2) susceptible d'être thermoformé (à 230 °C environ), mis au point par le Laboratoire central de recherche de Thomson-CSF (Corbeville).

Un prototype de haut-parleur d'aigu développé par Audax se présente comme une calotte émissive à rayon de courbure variable dont le principe de fonctionnement s'apparente au modèle de la sphère pulsante. Il s'agit d'un dôme de 70 mm de diamètre constitué d'un film piézoélectrique d'épaisseur 25 microns métallisé à l'aluminium sur ses deux faces (voir figure 72). Ce dôme est serré sur son pourtour et amorti par une mousse polyamide maintenue en forme par une grille perforée. La cavité arrière est elle-même amortie par de la mousse. Un tel transducteur présente une capacité de 25 nF dont l'adaptation aux amplificateurs habituels se fait par l'intermédiaire d'un transformateur de rapport 1/5 à 1/12. Avec une surface rayonnante de 45 cm² et une masse mobile de 100 mg, ce haut-parleur rejoint les performances des systèmes à rubans, sans en avoir le coût, avec une sensibilité nominale de 93 dB/1 W/1 m.

(A suivre)

P. LOYEZ

(1) Par opposition aux céramiques noires, terme réservé aux ferrites.

(2) Celui-ci réagit en effet fortement sur les modes propres du disque transducteur, dont la théorie laisse prévoir seulement le comportement dans les deux cas limites : disque encastré ou complètement libre.

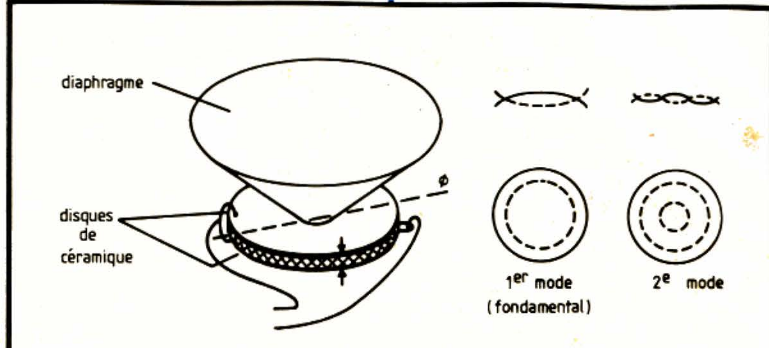


FIGURE 70. – Principe de réalisation du tweeter Motorola avec indication des modes de vibration. (Dimension des disques : Ø = 23 mm, e = 0,5 mm.)

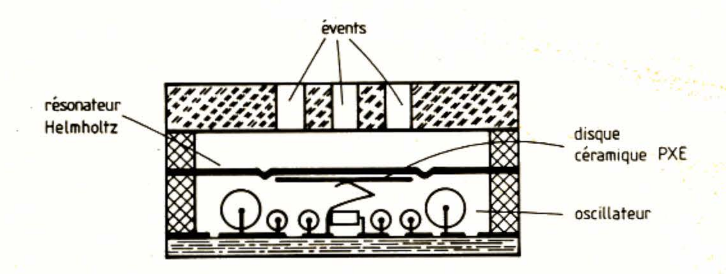
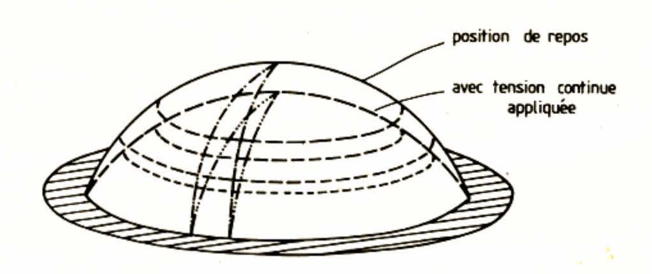


FIGURE 71. – Buzzer piézoélectrique.



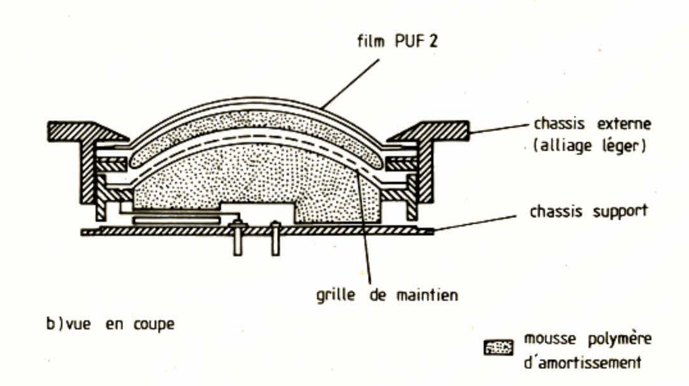


FIGURE 72. – Vue en coupe du haut-parleur d'aigu à dôme piézoélectrique Thomson CSF-Audax (1980).

REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL



Après avoir vu, dans notre précédent numéro, les principes généraux relatifs à tout micro-ordinateur, nous allons aujourd'hui nous intéresser d'un peu plus près à la réalisation que nous vous proposons.

Architecture du système

Contrairement à nos deux micro-ordinateurs précédents, celui que nous vous proposons maintenant ne fait pas appel à de multiples cartes ayant chacune une fonction bien définie. Au contraire, il utilise une ou deux cartes au maximum, selon la configuration retenue. Une telle façon de faire permet de réduire le prix de revient de la réalisation et également d'atteindre un encombrement très réduit justifiant le qualificatif de portable dont nous avons gratifié notre ordinateur. Malgré ce choix, les performances et surtout les possibilités de raccordement de l'appareil n'en souffrent pas, grâce à une sélection et à une utilisation judicieuse des boîtiers implantés sur la carte de base.

Notre ordinateur peut fonctionner et être réalisé en deux configurations principales. La première, qui est à la fois la plus économique et la plus compacte, est présentée figure 1.

Le boîtier de l'ordinateur contient une alimentation, bien sûr, la carte de base ou monocarte, et de un à quatre lecteurs de disquettes selon l'usage que vous comptez faire de l'appareil. Le dialogue se fait au moyen d'un terminal informatique quelconque, externe au montage. Ce terminal peut être de n'importe quel type compte tenu des possibilités de programmation complètes et par logiciel du format des signaux le concernant. Nous verrons dans quelque temps plus en détail les diverses solutions relatives à ce terminal mais, d'ores et déjà, nous précisons que le « vieux » terminal que nous avions décrit dans cette même revue en décembre 1981 est toujours utilisable. Ses possibilités étant assez limitées compte tenu de la puissance de notre ordinateur actuel, nous décrirons en temps utile un nouveau modèle de ter-

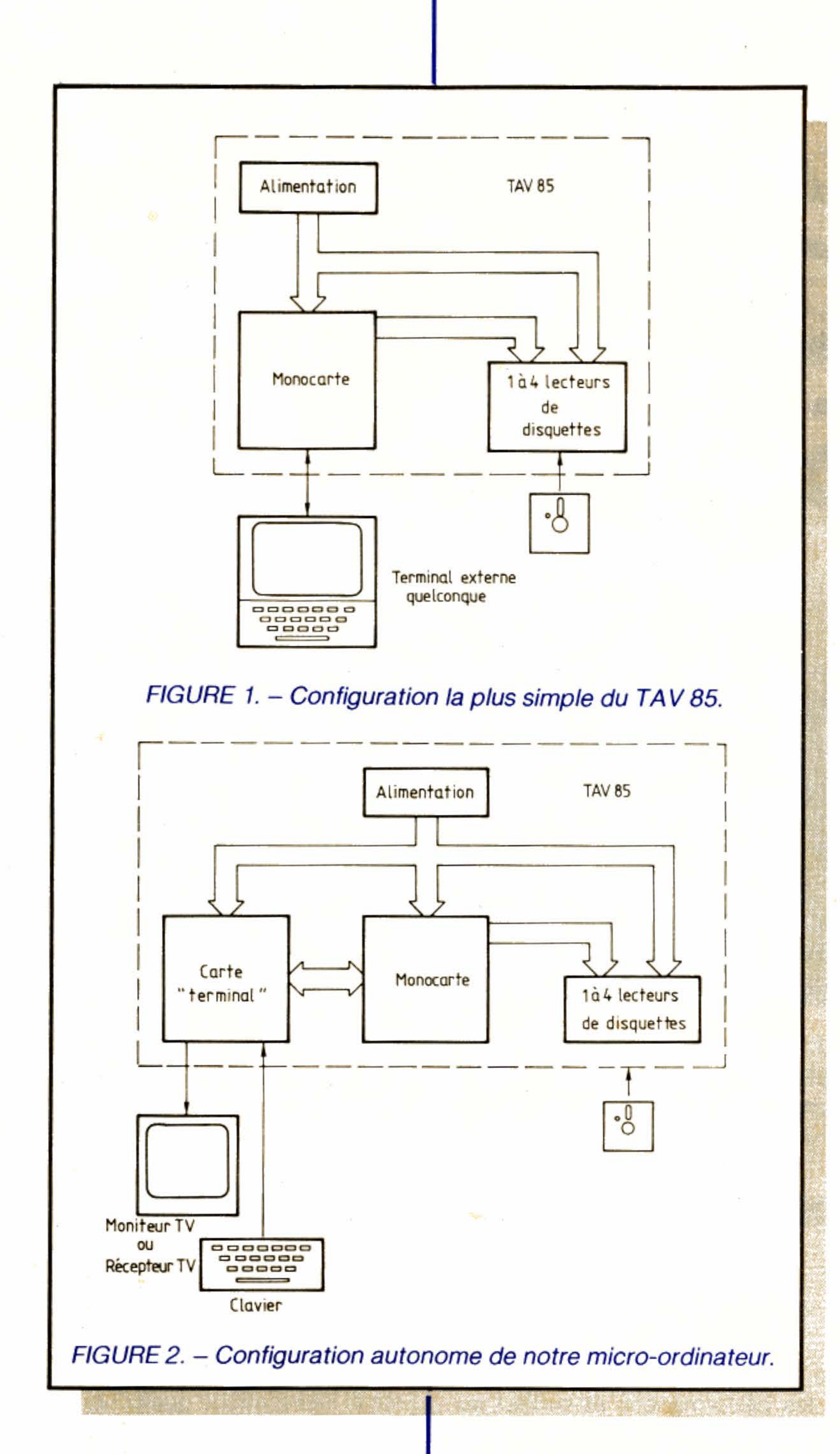


FIGURE 1. – Configuration la plus simple du TAV 85.

FIGURE 2. – Configuration autonome de notre micro-ordinateur.

minal, très performant et très bien adapté à cet usage.

La deuxième configuration de base de notre ordinateur est présentée figure 2. Elle reste très proche de la précédente puisque nous retrouvons, dans le boîtier : l'alimentation, la monocarte, de un à quatre lecteurs de disquettes ; mais ici, est aussi intégrée une carte « terminal » sur laquelle il ne reste plus qu'à connecter un clavier, et un moniteur ou récepteur de télévision pour obtenir un ensemble opérationnel.

Cette carte « terminal » peut être une de celles évoquées ci-avant (modèle de décembre 1981 ou le nouveau modèle à venir), auquel cas on revient à la configuration précédente mais en intégrant le terminal dans le boîtier de l'ordinateur, mais elle peut aussi être un des modèles que nous vous proposerons avec des possibilités d'affichage graphique et couleur qui n'existent pas sur les terminaux classiques.

Dans les deux configurations, l'alimentation, la monocarte et le boîtier restent identiques, ce qui signifie qu'il vous sera possible de passer de la configuration de la figure 1 à celle de la figure 2 simplement en ajoutant la carte « terminal » ou en intégrant votre terminal dans le boîtier.

Structure de la monocarte

Compte tenu de cet exposé et même si vous n'êtes pas un spécialiste en micro-informatique, vous devez avoir compris que la monocarte supporte l'essentiel des fonctions d'un micro-ordinateur ; c'est justement de cela que nous allons parler maintenant grâce à l'examen de la figure 3 qui n'est autre que le synoptique simplifié de celle-ci.

Comme dans toute réalisation à base de microprocesseur, et même si, dans le cas d'une seule carte, c'est moins apparent que dans un système multicartes, le schéma est organisé autour des bus du microprocesseur. Ces bus sont au nombre de trois : le bus d'adresses, le bus de données et le bus de contrôle. Pour la réalisation de ce synoptique, nous n'avons fait figurer que les bus d'adresses et de données, le bus de contrôle n'apparaissant quant à lui que lors de la présentation du schéma complet car, pour l'instant, il n'est pas indispensable à la compréhension de notre exposé.

Sur la gauche de cette figure, nous voyons donc le microprocesseur, qui est un 6809 de Motorola ou Thomson-Efcis (ou une de leurs secondes sources classiques telles que Ami et Hitachi, par exemple). Les lignes de données de ce microprocesseur, au nombre de huit puisque c'est un circuit 8 bits, sont distribuées sur tous les autres boîtiers de la carte. Il en est presque de même pour les lignes d'adresses, au nombre de seize comme sur l'immense majorité des microprocesseurs 8 bits, mais celles-ci passent aussi dans une circuiterie dite de décodage d'adresses qui se charge de définir les adresses des divers éléments de la carte et de valider ceux-ci lorsque c'est nécessaire. Voyons donc quels sont ces divers éléments.

Nous avons tout d'abord une mémoire morte ou ROM de 4 K-mots de 8 bits, c'est-à-dire de 4096 mots de 8 bits. Elle contient le moniteur du système, c'est-à-dire un programme per-

FIGURE 3. – Synoptique de la monocarte.

mettant d'assurer les fonctions indispensables lors de la mise en marche du montage, telles que initialisation des divers circuits, par exemple. Ce moniteur comprend en outre un certain nombre de commandes vous permettant de faire de la mise au point de programmes, d'examiner le contenu des registres du 6809, d'examiner et de modifier le contenu des mémoires et enfin de charger le DOS, c'est-à-dire le Disk Operating System ou Système d'Exploitation des Disquettes (appelé aussi SED lorsque son nom est francisé).

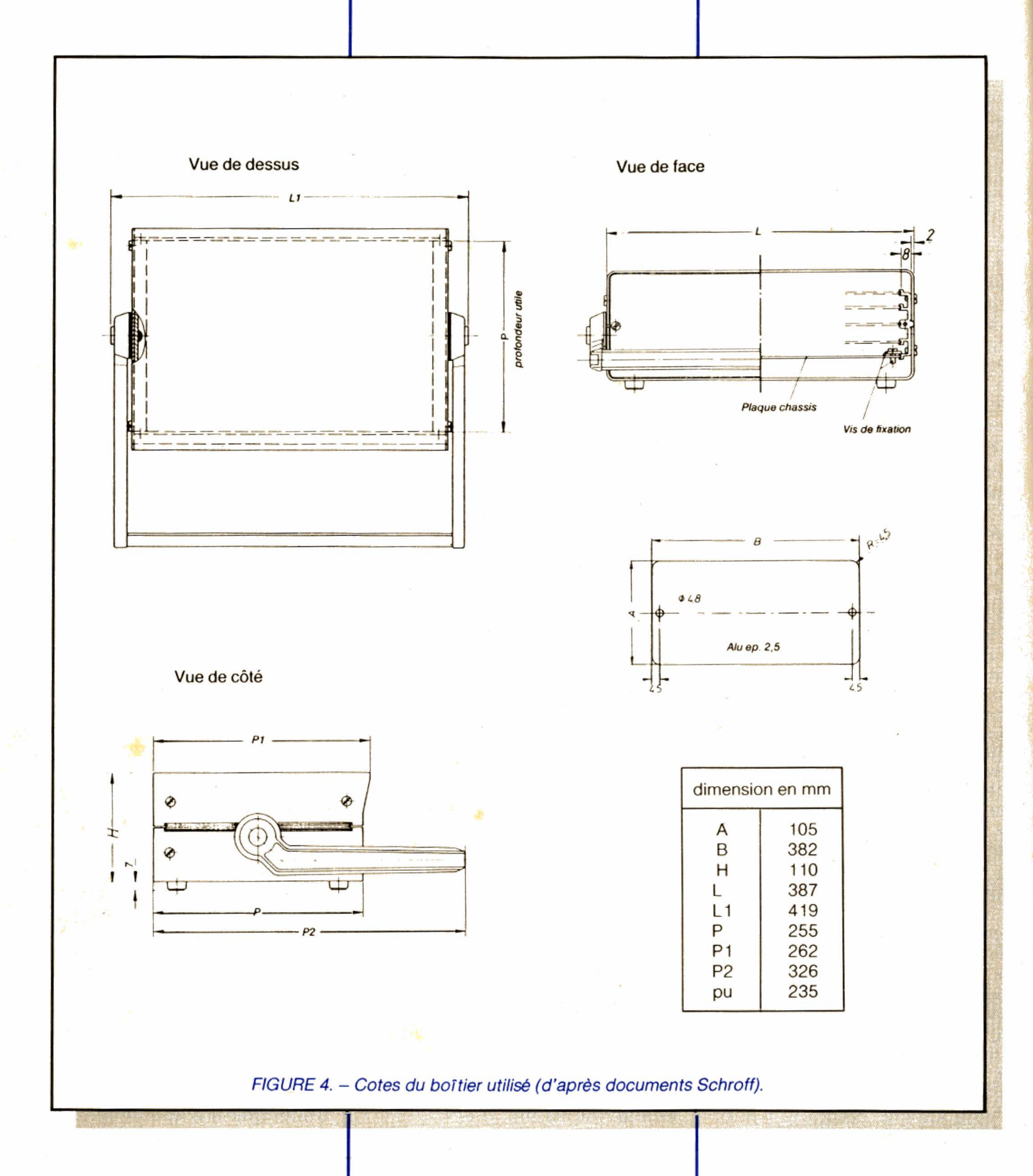
Le deuxième sous-ensemble important, tant par la taille que par la fonction, est la mémoire vive ou RAM qui, sur notre système, occupe 64 K-mots de 8 bits, c'est-à-dire tout l'espace adressable du 6809. Cette RAM constitue la mémoire de travail, c'est-à-dire celle dans laquelle vous allez pouvoir placer et faire exécuter vos programmes. Lors de l'utilisation des disquettes, une partie de cette RAM est utilisée par le DOS ou SED dont nous venons de parler, mais il reste toujours au moins 48 K de RAM réellement disponible pour vos propres besoins. Compte tenu des possibilités du DOS, c'est largement suffisant même pour les applications professionnelles que l'on peut raisonnablement confier à un système de ce type.

Poursuivant notre visite, nous rencontrons un circuit d'interface série asynchrone baptisé n° 1. Ce circuit permet de connecter à la monocarte son organe de dialogue, c'est-à-dire le terminal de la configuration de la figure 1 ou encore certaines cartes « terminal » de la configuration de la figure 2. Cette interface est programmable par logiciel en format et vitesse de transmission, ce qui la rend compatible avec tous les terminaux du marché.

Un deuxième circuit de même type mais baptisé n° 2 est également implanté sur cette carte de base. Il permet de relier notre ordinateur à n'importe quel appareil muni d'une liaison série RS 232 : table traçante, digitaliseur, autre ordinateur, mais aussi et surtout modem, ce qui lui ouvre la voie de la communication inter-ordinateurs via le réseau téléphonique, ainsi que l'accès aux banques de données disponibles via Transpac (ne vous inquiétez pas, nous définirons tout cela en détail le moment venu).

Toujours sur cette monocarte, nous trouvons un circuit d'interface parallèle aux fonctions multiples. Une partie de ce circuit est utilisée, grâce à des mini-interrupteurs, pour sélectionner la configuration du système. Une autre partie de ce même circuit sert d'interface pour une imprimante utilisant une liaison dite « parallèle 8 bits » ou « Centronics », ce qui est le mode de connexion de ces machines le plus répandu. Si l'imprimante n'est pas utilisée, dix lignes d'entrées/sorties parallèles programmables sont alors à votre disposition pour n'importe quelle fonction de votre choix.

A côté de ce circuit, nous trouvons l'interface pour les lecteurs de disquettes. Notre montage peut commander n'importe quel type de lecteur de disquettes 3" ou 5" 1/4 en simple ou double face, simple ou double densité et en 40 ou 80 pistes (48 ou 96 TPI si



dimension en mm	
A	105
B	382
H	110
L	387
L1	419
P	255
P1	262
P2	326
pu	235

FIGURE 4. – Cotes du boîtier utilisé (d'après documents Schroff).

vous préférez). De plus jusqu'à quatre lecteurs peuvent être commandés simultanément par la monocarte sans aucune adjonction de circuit. Le choix du format des disquettes parmi tous ceux exposés ci-avant est réalisé automatiquement par logiciel, et il n'est pas nécessaire d'agir sur des straps ou interrupteurs comme c'est le cas sur d'autres micro-ordinateurs. Enfin, pour les connaisseurs, précisons que le séparateur de données utilisé sur cette interface est un modèle à verrouillage de phase (PLL) conférant au montage une très grande fiabilité.

Le dernier circuit présent sur la monocarte est une horloge temps réei à alimentation sauvegardée par batterie,

FIGURE 5. – Disposition des éléments dans le boîtier, vue de dessus.

c'est-à-dire qu'elle continue à fonctionner même lorsque le système est arrêté. Un tel circuit permet de disposer à tout instant de l'heure, du jour, du mois et de l'année en cours, ce qui est très utile pour nombre de programmes utilisant la date comme variable à part entière. De plus, cette horloge peut être utilisée pour déclencher périodiquement des interruptions, ce qui est utile dans certains cas particuliers.

Afin de permettre la connexion de la carte « terminal » de la configuration de la figure 2, les lignes de données, d'adresses et un certain nombre de signaux de contrôle sont disponibles sur un connecteur en bout de carte.

Comme vous pouvez le constater, cette monocarte est donc un micro-ordinateur très complet, auquel ne manque qu'un terminal (ou moyen équivalent).

Si, pour certains montages simples, il est possible de faire une réalisation « sur table » que l'on intègre ensuite dans un boîtier, cette méthode est vivement déconseillée pour notre micro-ordinateur. Le nombre de sous-ensembles à mettre en œuvre d'une part et le risque de courts-circuits destructeurs (toujours possibles dans un montage sur table) d'autre part sont des raisons suffisantes pour justifier cela. Nous allons donc vous présenter cette réalisation dans l'ordre logique de montage, qui est celui que nous avons suivi, et qui permet de mettre en service au fur et à mesure les divers éléments avec un maximum de sécurité. Pour ce faire, nous allons commencer par ce que nombre d'entre vous apprécient particulièrement...

Le boîtier

Pour le système précédent, nous avions fait réaliser deux boîtiers par des sociétés spécialisées (Incodec et Saint-Ignan Electronique) afin que ceux d'entre vous qui n'aiment pas les travaux de tôlerie puissent tout de même disposer d'un ensemble correct. L'expérience nous a montré que cette solution du boîtier tout prêt avait été suivie par un nombre relativement restreint de personnes, principalement en raison du prix de revient d'un tel boîtier. Nous avons donc décidé de vous proposer, pour cet ordinateur, de « réaliser » votre propre boîtier en partant d'un modèle du commerce. Rassurez-vous, nous avons fait ce qu'il fallait pour que les seuls outils nécessaires à un tel « exploit » se limitent à une perçeuse (à main ou électrique), quelques limes et, si vous voulez vous faciliter la tâche au maximum, une scie sauteuse électrique (même très simple) ou une scie à découper à main.

Afin de conserver des dimensions raisonnables pour un appareil que nous avons qualifié de portable, le boîtier choisi appartient à la gamme Mini-pac de chez Schroff et porte la référence 10219 028 pour la version avec poignée de portage et 10219 024 pour la version identique au point de vue taille mais sans poignée. Malgré son esthétique très réussie et sa grande qualité, ce boîtier était vendu 370 F TTC au 1.1.1985. Il est constitué de deux demi-coquilles en aluminium peintes en marron foncé (peinture cuite au four, s'il vous plaît !) assemblées au moyen de deux profilés en alimunium extrudé. Les faces avant et arrière sont en aluminium de 2,5 mm d'épaisseur, ce qui leur confère une excellente rigidité ; de plus, elles sont livrées recouvertes par un adhésif de protection, ce qui vous permet de les recevoir exemptes de rayures préjudiciables à l'esthétique fi-

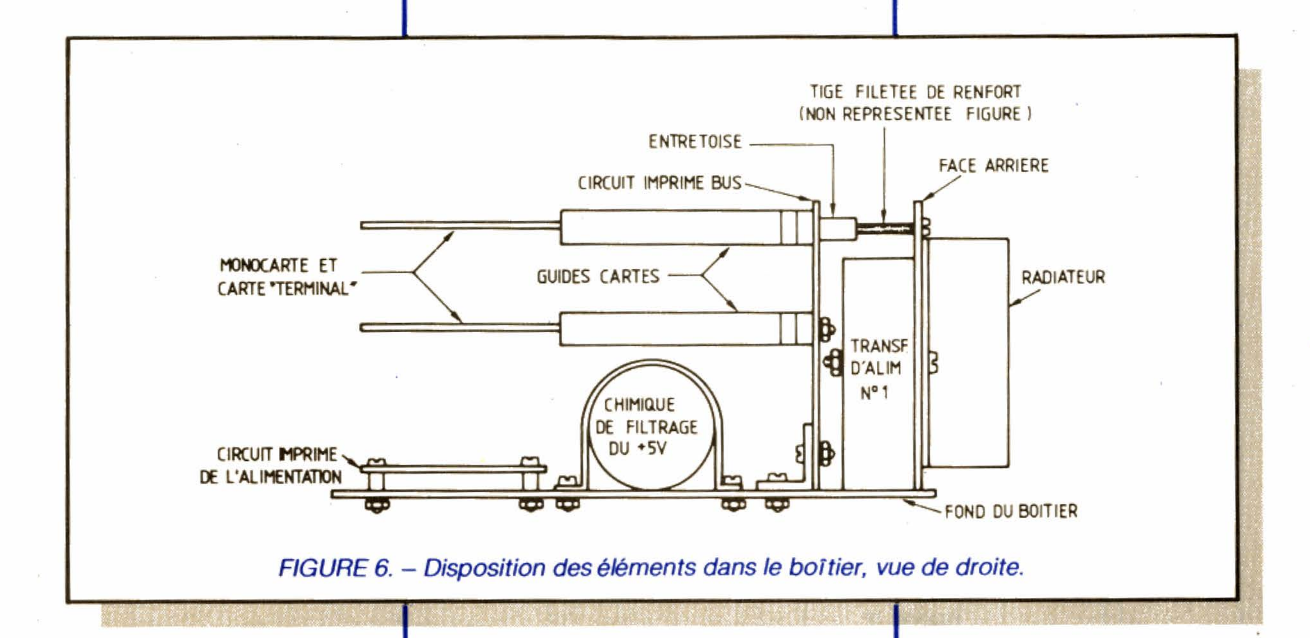


FIGURE 6. – Disposition des éléments dans le boîtier, vue de droite.

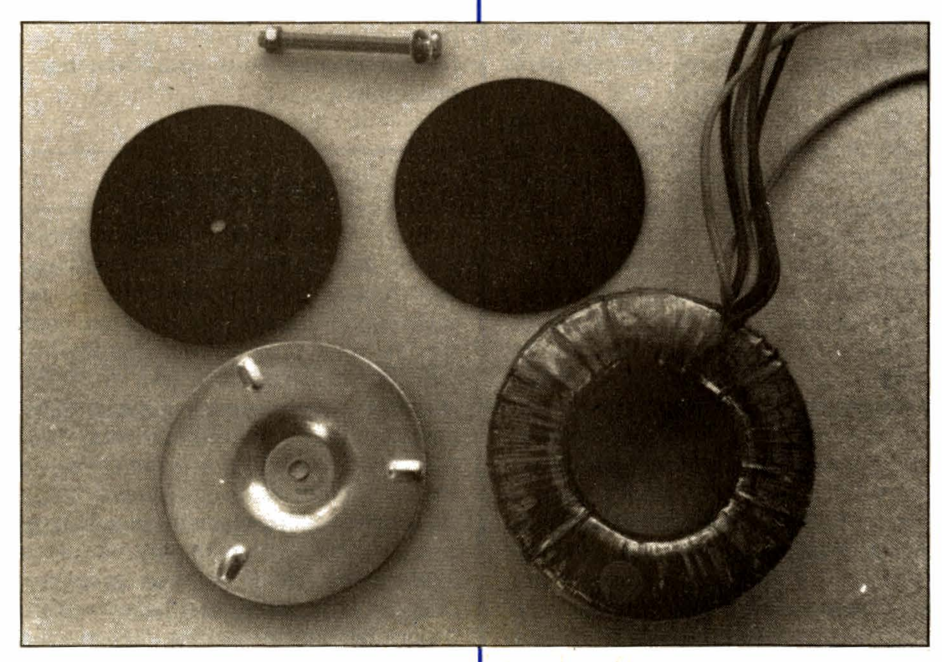
nale de l'appareil. Les cotes de ce boîtier sont détaillées figure 4. Vous pouvez constater que notre micro-ordinateur est bel et bien portable sans difficulté ! La plaque de châssis visible sur un des dessins de cette figure n'est pas fournie avec le coffret de base et n'est pas utilisée dans notre réalisation.

Disposition des éléments

Faire rentrer un micro-ordinateur complet avec son alimentation et un ou deux lecteurs de disquettes dans un aussi petit boîtier nécessite un minimum de réflexion quant à l'agencement à adopter. Nous vous présentons celui que nous avons retenu ; si vous utilisez le même boîtier et les mêmes composants que nous (ou des composants équivalents et de dimensions identiques), il vous permettra de faire un montage compact mais où tous les éléments restent facilement accessibles.

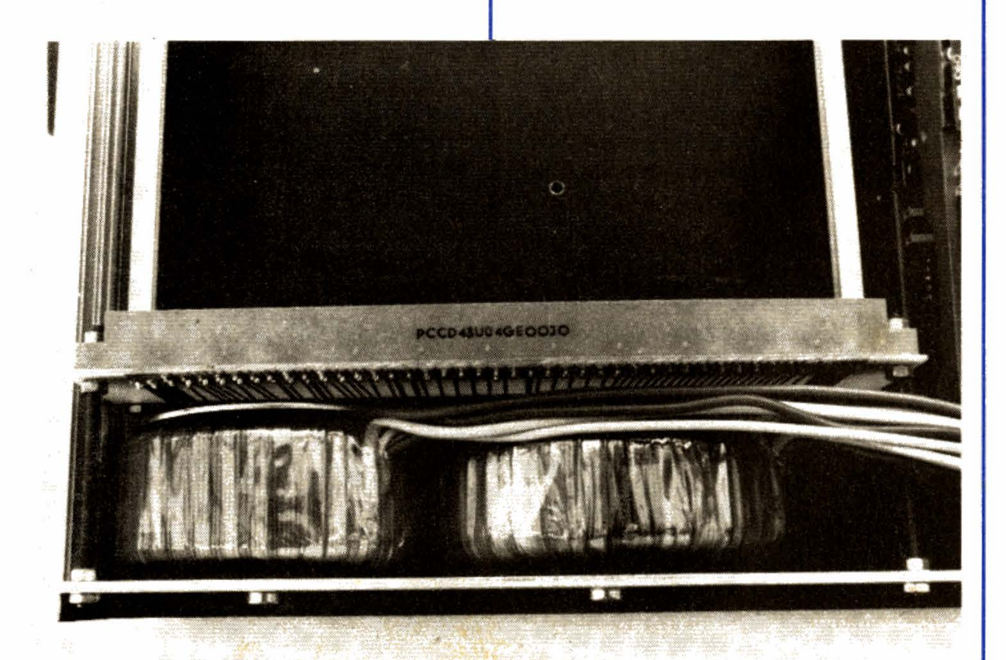
La figure 5 présente cette organisation. La partie gauche du boîtier est réservée aux lecteurs de disquettes dont la taille est, malheureusement, incompressible. Compte tenu de la hauteur du boîtier, un lecteur 5" 1/4 de taille normale ou deux lecteurs 5" 1/4 mais demi-épaisseur peuvent être installés. Dans le cas de deux lecteurs, ils sont placés l'un au-dessus de l'autre et maintenus par des tiges filetées. La faible place disponible en arrière des lecteurs ne nous permet de placer à cet endroit de la face arrière que les diverses prises dont est muni notre système. Les lecteurs étant maintenus en partie par la face avant qui se trouve fragilisée du fait des larges découpes qu'il a fallu y faire pour les recevoir, une équerre de renfort est montée juste à côté des lecteurs et empêche celle-ci de s'enfoncer lorsque l'on place une disquette dans les lecteurs.

La partie droite du boîtier, quant à elle, reçoit l'alimentation et les cartes de l'ordinateur. Pour ne pas avoir à faire bobiner un transformateur spécial compte tenu des tensions nécessaires, deux transformateurs différents sont utilisés. Des modèles torroïdaux ont été choisis, car ils occupent moins de place que les modèles conventionnels et, pour les puissances nécessaires, ils sont à peine plus chers. Ces transfos sont montés verticalement sur la face arrière. Juste devant eux se trouve, verticalement aussi, le circuit imprimé du bus du système. Ce circuit imprimé supporte deux connecteurs qui recevront la monocarte et, si nécessaire, la carte terminal. Ce circuit de bus est fixé



Un transformateur torroïdal avec ses accessoires de montage.

Disposition des éléments à l'intérieur du coffret ; la place est bien utilisée.



Montage des transformateurs torroïdaux entre le circuit de bus et la face arrière.

sur le fond du boîtier par deux équerres et est maintenu à distance de la face arrière par deux tiges filetées non représentées sur la figure 5 (pour ne pas la surcharger) mais visibles figure 6.

La position des connecteurs sur le circuit imprimé de bus est calculée de telle façon qu'entre le fond du boîtier et la première carte on puisse loger le condensateur chimique de filtrage du + 5 V (qui est volumineux en raison de sa forte valeur, comme nous le verrons) et le circuit imprimé de l'alimentation. Le chimique est maintenu sur le fond du boîtier par une bride en dural tandis que le circuit imprimé de l'alimentation est fixé au moyen de quatre vis et entretoises classiques. C'est en face de cette zone que se trouvent les divers voyants et interrupteurs de la face avant, et c'est aussi en face de celle-ci que se trouvent les radiateurs des transistors de puissance de l'alimentation. Ces derniers sont fixés verticalement

sur la face arrière au dos de la partie occupée par les transformateurs puisque le reste de la face arrière est occupé par les prises.

La figure 6 présente une vue latérale de la partie du boîtier occupée par les cartes et permet de mieux comprendre les explications précédentes. Comme la ou les cartes enfichées dans les connecteurs sont en porte-à-faux, des guides cartes sont vissés sur ces derniers et maintiennent les cartes. Le circuit du bus, quant à lui, est tenu éloigné de la face arrière au moyen de tiges filetées, comme expliqué ci-avant, tiges filetées bien visibles sur cette figure.

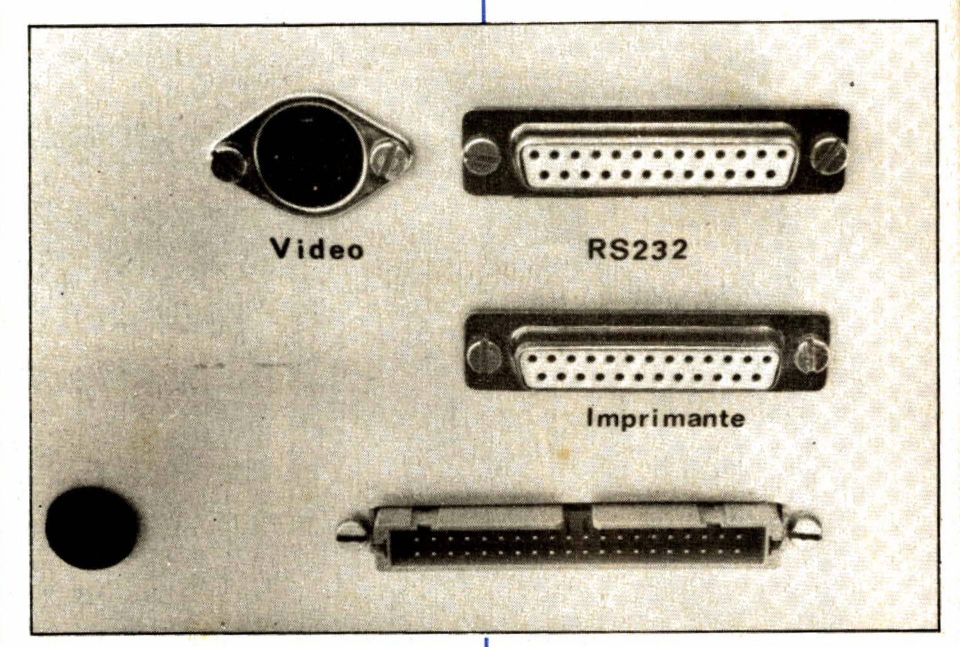
Les éléments « mécaniques »

Il est évident qu'un des premiers travaux à réaliser va consister à percer le boîtier, mais il est non moins évident qu'il est nécessaire pour cela de disposer d'un certain nombre d'éléments « mécaniques ». En effet, comme nous ne voulons pas vous imposer des types et surtout des marques de composants identiques aux nôtres, car nous savons par expérience que ce que l'on trouve facilement chez un distributeur de composants ne se trouve pas forcément partout, il nous est impossible de vous donner certaines dimensions que vous ne pourrez connaître qu'en ayant les éléments concernés entre les mains. Malgré cela, et compte tenu de la taille du boîtier et de la disposition des éléments qui a été adoptée, il nous faut vous indiquer les dimensions limites à ne pas dépasser pour certains composants « critiques ». C'est ce que nous allons faire maintenant mais, au préalable, voici la nomenclature des composants nécessaires pour la réalisation de ces divers perçages.

Celle-ci vous est présentée figure 7 et ne concerne que les éléments qui vont être fixés directement sur le boîtier et dont la possession est conseillée pour réaliser les perçages.

Les prises DIN utilisées sont des classiques, mais le choix de modèles tous différents permet d'éviter les erreurs de branchements lors de l'utilisation de l'appareil.

Les prises Canon 25 points peuvent être choisies mâles ou femelles, aucune norme précise n'existant à ce sujet.



Un peu de soin dans les découpes des prises leur confère un très bel aspect.

Personnellement, nous trouvons plus logique d'utiliser des femelles. Choisissez des modèles à souder, et surtout pas des modèles à sertir sur câble plat.

Le connecteur 40 points pour câble plat est un modèle que nous avons déjà utilisé sur notre précédent micro-ordinateur car il est bien pratique mais il est malheureusement assez peu répandu. Nous verrons avant des adresses de fournisseurs possibles.

Pour ce qui est des interrupteurs et poussoirs, ils constituent les seules commandes de la face avant ; choisissez donc des modèles esthétiques. Pour le poussoir, ne lésinez pas sur la qualité car c'est celui qui sert au RESET (à la remise à zéro si vous préférez) du système.

Les LED seront des modèles cylindriques de 5 mm de diamètre qui seront montés avec l'accessoire en plastique donné avec (ou vendu !), à moins que vous ne souhaitiez investir dans des voyants chromés, plus jolis mais oh ! combien plus chers.

Les transformateurs seront des modèles torroïdaux, nous l'avons déjà dit, et pourront faire n'importe quelle puissance entre 48 et 60 VA. Une puissance plus importante convient aussi, mais le prix grimpe vite ainsi que la taille. Cette dernière doit rester dans les limites indiquées figure 8, à quelques

Nombre	Type
1	Transformateur torroïdal 220 V, 2 × 9 V, 48 à 60 VA
1	Transformateur torroïdal 220 V, 2 × 15 V, 48 à 60 VA
1	Interrupteur 2 circuits, 2 positions
1	Interrupteur 1 circuit, 3 positions (arrêt au centre)
1	Poussoir 1 contact travail fugitif en appuyant
2	LED rondes de 5 mm avec accessoires de fixation (1 rouge, 1 verte)
1	Prise DIN 7 pôles femelle châssis
1	Prise DIN 5 pôles à 180° femelle châssis
1	Prise DIN 5 pôles à 240° femelle châssis
2	Prises Canon 25 points, mâles ou femelles, châssis, à souder
1	Prise pour câble plat 2 × 20 points à fixer sur châssis
3	Passe-fils de 10 mm de diamètre environ
2	Radiateurs en aluminium extrudé pour boîtiers TO 3

– Nomenclature des éléments à monter sur le châssis.

millimètres près, sinon vous risquez de ne pas pouvoir les faire entrer dans le boîtier.

Les radiateurs pour transistors de puissance sont des modèles à ailettes classiques pour boîtier TO 3. Les cotes des modèles que nous avons retenus sont également indiquées figure 8, elles correspondent à des radiateurs extrêmement répandus. La largeur de 75 mm peut être portée à 90 mm sans qu'il y ait de problème d'encombrement. La longueur de 110 mm doit, en revanche, ne pas être dépassée (sauf éventuellement de quelques mm). Pour vous éviter du travail, choisissez des radiateurs déjà percés : cela vous économisera toujours quelques trous. Il faut au moins un perçage pour boîtier TO 3 par radiateur.

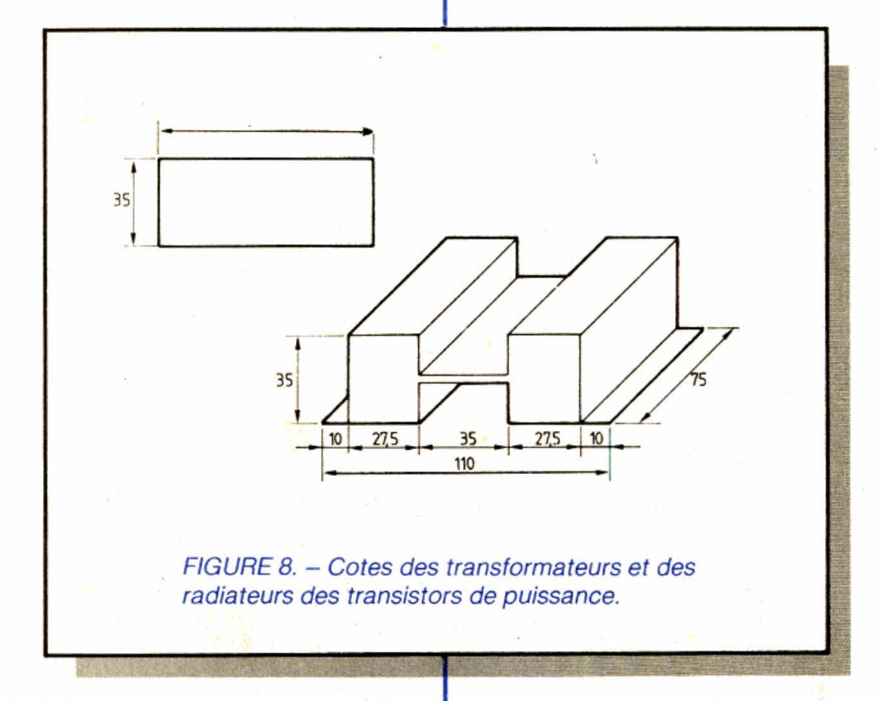


FIGURE 8. – Cotes des transformateurs et des radiateurs des transistors de puissance.

Les découpes du boîtier

Les découpes à réaliser sont assez faciles à faire, encore faut-il prendre quelques précautions pour les réussir et pour ne pas abîmer les faces avant et arrière du boîtier. Pour cela, commencez par enlever la protection adhésive qui recouvre ces deux faces lors de la livraison, et remplacez-la par du large ruban adhésif « papier » du type de celui que l'on utilise, lorsque l'on fait des travaux de peinture, pour protéger les objets environnants. Collez soigneusement ce ruban bien à plat sur ce qui deviendra la face avant et la face arrière. Les tracés des diverses découpes seront alors faits sur le côté non protégé des plaques. En conséquence, il vous faudra penser à inverser les plans des figures 9 et 10 que nous allons vous présenter maintenant, car ceux-ci correspondent aux faces avant et arrière telles qu'elles sont visibles.

En ce qui concerne la face avant, le plan de perçage vous est proposé figure 9. Vous laisserez de côté, dans un premier temps, les découpes des lecteurs de disquettes, car nous ne ferons celles-ci que lorsque vous aurez choisi vos lecteurs (les tailles pouvant varier très fortement). La partie droite peut, en revanche, être percée. Les trous de 10 mm reçoivent les interrupteurs et le poussoir ; modifiez-en la taille compte tenu de vos propres composants, si nécessaire. Les trous de 6,5 mm sont ceux des LED munies de leur collerette de montage en plastique ; quant aux trous de 15 mm, ils seront occupés par les prises DIN.

Pour tous ces trous, après traçage et pointage précis, faites un avant-trou de 3 mm avant de percer à la taille définitive. Pour les trous des prises DIN, et à moins que vous n'ayez une grosse per-

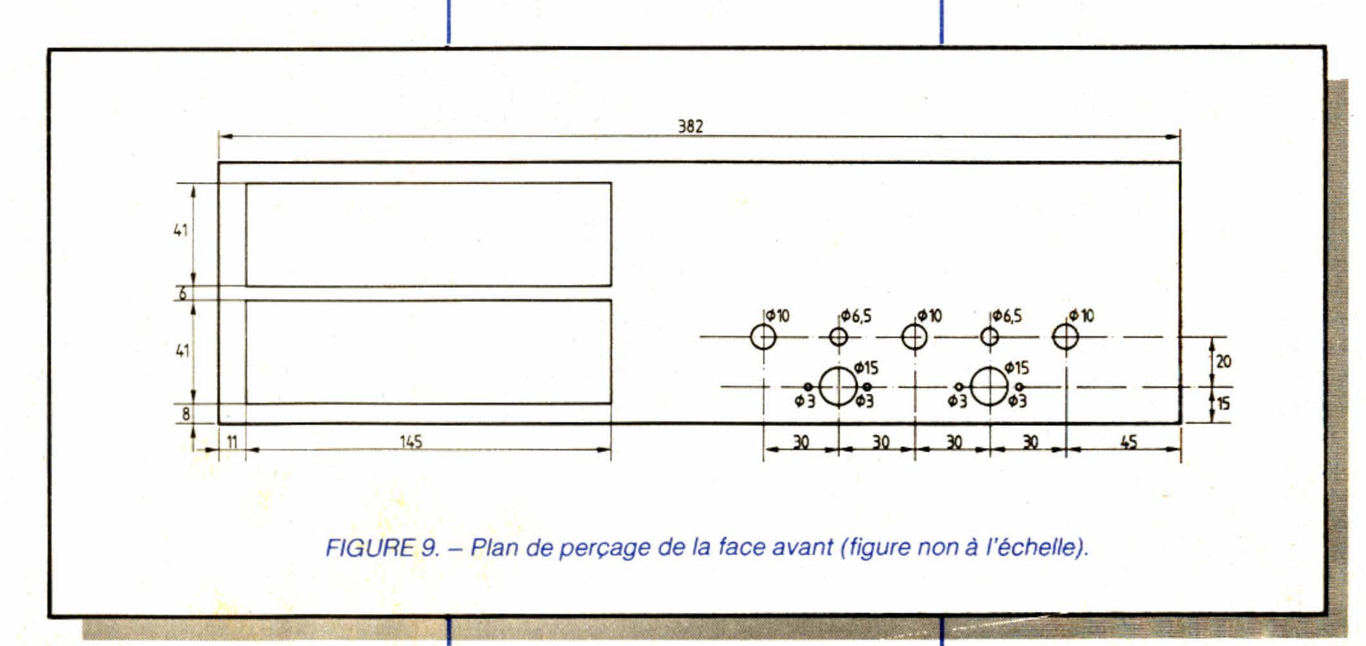


FIGURE 9. – Plan de perçage de la face avant (figure non à l'échelle).

ceuse sensitive, il faudra percer à 10 mm et agrandir à la lime ronde (queue de rat). Veillez à agrandir les trous régulièrement sur toute leur circonférence, sinon ils se retrouveront décentrés par rapport à votre pointage initial, ce qui fera très laid.

Lorsque les prises DIN rentrent dans leurs découpes, pointez leurs trous de fixation en positionnant ces derniers bien horizontalement, et percez-les ensuite à 3 mm. Ebavurez soigneusement tous les trous à la lime ronde et laissez la face avant de côté pour le moment.

La face arrière est un peu plus désagréable à percer en raison de la forme un peu spéciale de certaines prises. Le tracé que nous vous proposons est visible figure 10. Hormis le trou de 9 mm pour le passe-fil secteur et le trou de 15 mm pour une prise DIN, les cotes des autres découpes ne sont pas marquées car elles dépendent des connecteurs que vous aurez pu vous procurer, et il est donc préférable que vous les mesuriez vous-même. Les deux découpes trapézoïdales (eh oui !) sont pour les prises Canon.

Pour ces découpes de forme spéciale, deux solutions s'offrent à vous après traçage précis du contour des prises sur la plaque :

– soit percer de nombreux trous circulaires côte à côte à l'intérieur du tracé puis finir la découpe à la lime ;

– soit utiliser une scie sauteuse après avoir percé un trou suffisant pour passer la lame à chaque extrémité de la découpe. Il faut aussi finir à la lime, mais c'est beaucoup plus facile que dans le cas précédent. A titre indicatif, nous utilisons une scie très économique (référence DN 31 de Black et Decker) avec des lames pour acier doux au pas de 0,7 mm qui font merveille pour découper l'aluminium.

Lorsque ces trous seront finis, ils seront aussi soigneusement ébavurés, et la face arrière sera laissée de côté pour l'instant. **C. TAVERNIER**

Conclusion

Nous en resterons là pour aujourd'hui. Notre boîtier, bien que n'étant pas tout à fait prêt, l'est suffisamment pour que nous puissions aborder dès notre prochain numéro le schéma et la réalisation de l'alimentation.

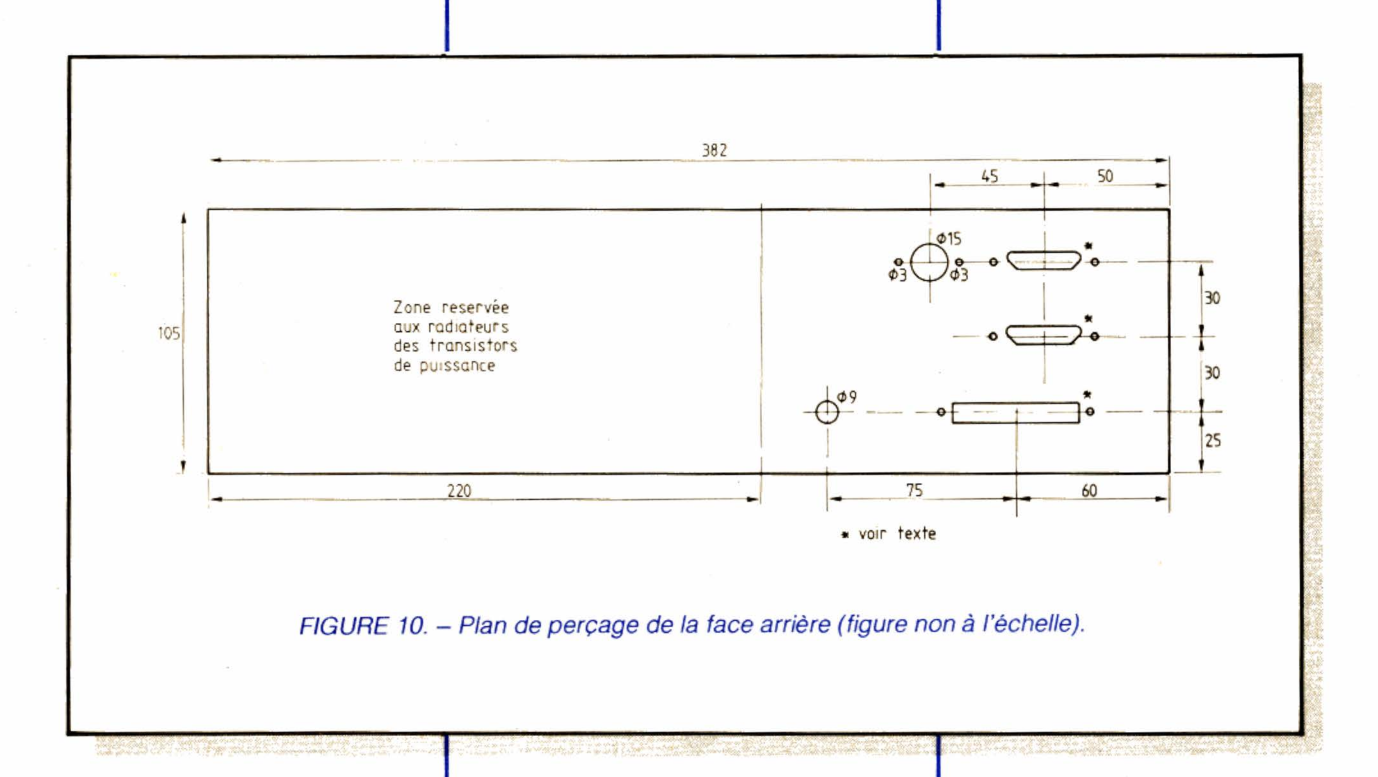
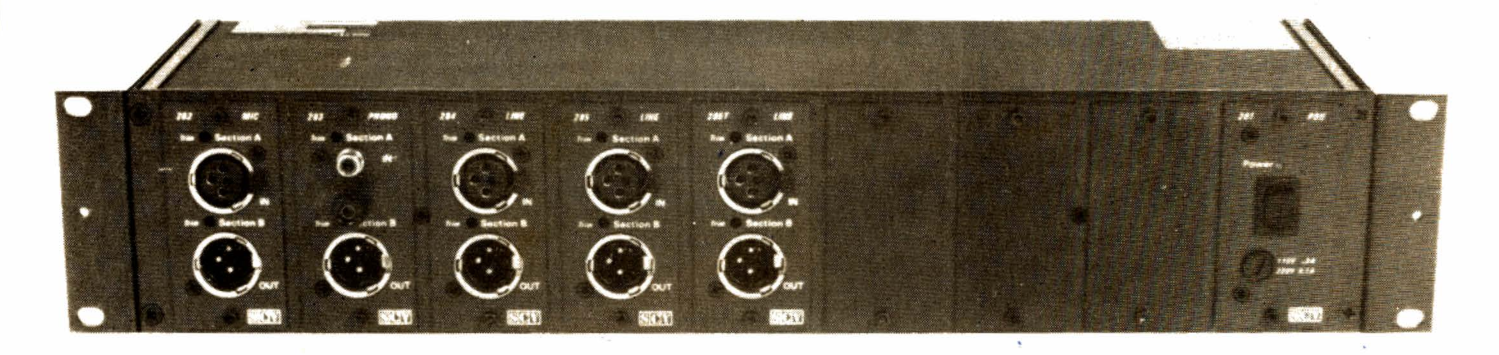


FIGURE 10. – Plan de perçage de la face arrière (figure non à l'échelle).

Nota. – Liste des agences Schroff en France, auprès desquelles il est possible de se procurer le boîtier choisi (d'après le dernier catalogue Schroff en vigueur) : Nord-Est : M. Barrieu, 32, rue de Mortzwiller, Lauw, 68290 Masevaux. Sud-Est : DIMEL, Le Marino, avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Rhône-Alpes : M. Guinet, 13, Grand-Rue, 69760 Limonest. Sud-Ouest : M. Millot, 324, route de Launaguet, 31200 Toulouse. Ouest : M. Remond, 8, rue de la Mairie, Noyal-sur-Seiche, 35230 Saint-Erblon. Paris : Schroff, Z.I., 54, rue Senouque, 78530 Buc.

L'ADAPTATEUR UNIVERSEL 288 SCV AUDIO



L'adaptateur universel 288 a été conçu et réalisé en France par la société SCV Audio, c'est un adaptateur de niveaux et d'impédances destiné à toutes les installations audio professionnelles.
Il permet d'amplifier divers signaux, d'adapter des lignes symétriques et asymétriques, bref, d'effectuer diverses opérations indispensables aussi bien dans un studio d'enregistrement que pour la post-synchronisation, dans une station radio que dans une discothèque ou pour toute autre sonorisation.

Le SCV 288 est présenté dans un rack de 19 pouces de large (avec ou sans oreille de fixation). Le bloc peut recevoir 8 tiroirs, sur la gauche se trouve le tiroir « alimentation » qui fournit l'énergie à l'ensemble. Le câble d'alimentation, terminé par une prise CEI, se branche à l'arrière. Suivant leur rôle, les tiroirs sont équipés de prises XLR ou RCA.

SCV propose cinq modules différents, composés chacun de deux parties :
– une section entrée (avec entrée en façade et sortie sur deux prises RCA, à l'arrière) ;
– une section sortie (avec deux prises d'entrée à l'arrière et une prise de sortie XLR en façade).

Chaque module possède un double réglage de sensibilité (un pour l'entrée et l'autre pour la sortie).

● Le module 282 est un préamplificateur pour microphone. L'entrée, sur prise XLR 3, aboutit à un transformateur de symétrisation, qui assure, par ailleurs, l'isolement galvanique entre le micro et le préamplificateur. L'amplificateur micro bénéficie d'un gain variable par modification du circuit de contre-réaction.

La sortie de l'amplificateur est reliée à une résistance de découplage qui attaque deux prises câblées en parallèle.

Le circuit de sortie comporte deux prises asymétriques câblées en parallèle, le signal passe dans un potentiomètre ajustable, sans résistance talon, traverse un amplificateur qui attaque directement un transformateur de sortie.

Ce circuit permet une sortie symétrique avec isolement galvanique entre la sortie et la masse du châssis et l'électronique (masses mécaniques et électriques).

● Le second amplificateur proposé est le 283. C'est un préamplificateur RIAA. Cette fois, l'entrée, de type asymétrique, s'effectue sur prise RCA. Une borne permet la mise à la terre de la table de lecture, ou plus exactement à la masse mécanique de l'appareil.

Comme le précédent, la section entrée dispose d'un réglage de gain et d'un réglage de niveau de sortie sur la section sortie. Cette dernière est équipée d'un transformateur de sortie avec, bien entendu, la symétrie.

● Les trois autres modules sont prévus pour des entrées et sorties ligne :
– le premier – 284 – est à entrée symétrique électronique et sortie asymétrique par ampli direct ;
– le second – 285 – possède un circuit d'entrée identique mais un étage de sortie à transformateur ;
– le troisième – 285 T – a bénéficié de deux transformateurs : l'un pour l'entrée et l'autre pour la sortie.

Technologie

Le constructeur a fait appel à des circuits intégrés audio bien connus : Pour les circuits de sortie, ce sont des 5534, amplificateurs opérationnels simples, à faible bruit et surtout, forte capacité de sortie. Ces circuits intégrés peuvent attaquer directement un transformateur de sortie avec, tout de même, un condensateur de liaison, bien que l'alimentation de l'étage soit symétrique.

Le préamplificateur RIAA utilise un NE 5532 en entrée et un NE 5534 en sortie. Pour les amplificateurs de ligne, le constructeur a choisi un TDB 351

pour l'entrée et NE 5534 pour la sortie.

Les résistances à couche, quart de watt, sont des modèles classiques, les condensateurs chimiques sont à l'aluminium, les autres, de faible capacité, au polystyrène.

Les transformateurs d'entrée (de marque Mélodium) sont blindés par du métal, ceux de sortie sont montés sur des carcasses à picots pour circuits imprimés. On regrettera que leurs tôles ne soient pas collées car certaines ont tendance à sortir de leur position normale.

Les composants sont montés sur circuit imprimé en verre époxy stratifié, simple face, les soudures ont été effectuées manuellement, les prises sont toutes solidaires de ce module. Une prise à trois broches vient se brancher sur le bus d'alimentation.

Les circuits intégrés audio sont montés sur des supports, on pourra donc les remplacer facilement.

Les modules glissent sur un rail de guidage qui conduit le connecteur d'alimentation droit sur le connecteur du bus. Ils sont fixés par des vis à tête six pans qui entrent dans un filtrage pratiqué dans les 4 mm d'épaisseur de la façade.

Avant d'aborder les performances mesurées sur ce produit, nous allons traiter des adaptations d'impédance et faire quelques rappels sur les liaisons symétriques et asymétriques.

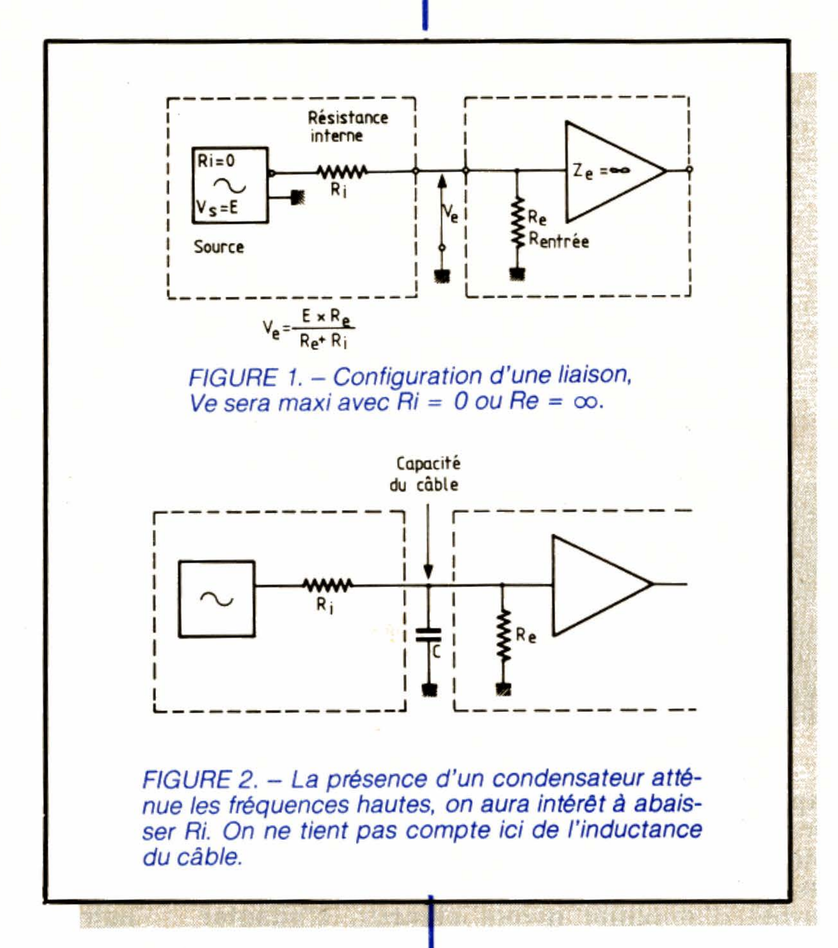
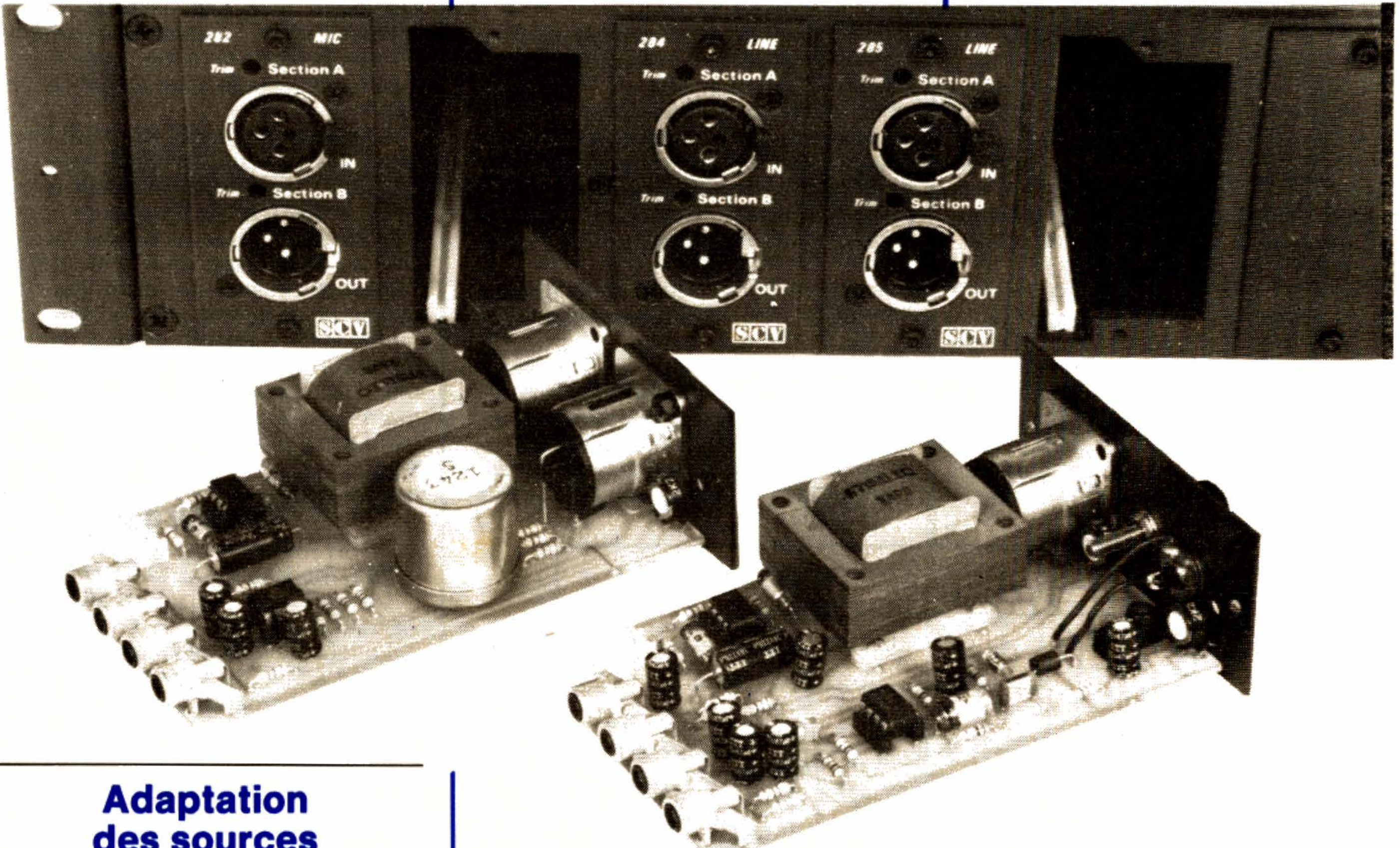


FIGURE 1. – Configuration d'une liaison, Ve sera maxi avec Ri = 0 ou Re = ∞.

FIGURE 2. – La présence d'un condensateur atténue les fréquences hautes, on aura intérêt à abaisser Ri. On ne tient pas compte ici de l'inductance du câble.

Gros plan sur les modules entrées/sorties sur XLR3 ; les petits trous donnent accès aux potentiomètres de gain.



Adaptation des sources et des récepteurs

Dès que l'on parle d'adaptation, on pense toujours à une égalité entre l'impédance de la source et celle de la charge.

Cette adaptation permet en effet de tirer le maximum d'énergie de la source, mais avec un rendement de 50 %, et une perte de niveau de 6 décibels, on obtiendra donc la moitié de la tension disponible à vide.

En audio, on ne recherche pas, même en amplification de puissance, le transfert du maximum d'énergie, mais à conserver le maximum d'amplitude du signal. Autrement dit, on cherche à disposer d'une source à basse impédance de sortie et d'une charge relativement importante par rapport à cette impédance de sortie (fig. 1).

On ne parle pas non plus d'adaptation de ligne, sauf dans le cas où il y a de très grandes distances à faire parcourir à un signal (ligne 600 Ω). Les sources devront éventuellement travailler sur une charge capacitive. Avec une impédance trop élevée, la capacité provoquera une atténuation des fréquences hautes, préjudiciable à la réponse en fréquence du système (fig. 2).

Par ailleurs, une source à basse impédance imposera sa tension et rendra le circuit moins sensible aux parasites externes qu'une source à haute impédance.

Côté réception, une source à haute impédance produira moins d'atténuation qu'une source à basse impédance, on bénéficiera alors de toute la tension disponible sur la source, ce qui évitera une amplification génératrice de bruit de fond et de distorsion. Une entrée à haute impédance sollicitera moins la source et donnera naissance à une distorsion inférieure. D'autre part, on ne devra pas obligatoirement associer la faible impédance de sortie d'un montage à la notion de puissance. Un amplificateur opérationnel, par exemple, présente une impédance de sortie en général faible, surtout lorsqu'il reçoit une contre-réaction importante.

On arrive ainsi à descendre au-dessous d'un ohm. Ces circuits intégrés disposent d'un circuit de limitation de courant qui entraîne un écrêtage de la tension, si bien que la tension de sortie que l'on peut délivrer sur l'impédance de sortie n'est que de quelques dizaines de millivolts. Cette même limitation existe également dans les amplificateurs de puissance, mais là, il s'agit de protéger les éléments de puissance contre les courts-circuits, occasionnés par exemple par des impédances voisines de zéro...

On retiendra donc qu'un récepteur devra avoir un amplificateur à impédance d'entrée aussi élevée que possible (dans certaines limites), tandis que la source devra avoir un amplificateur à impédance de sortie faible.

Parmi les sources à basse impédance, on notera :
– les microphones, dont l'impédance est de quelques centaines d'ohms, tandis que les entrées, prévues pour ces micros, ont une impédance généralement dix fois supérieure ;
– les cellules phonocaptrices pour tourne-disques, qui présentent une basse impédance de sortie. Les constructeurs prévoient une impédance de charge moyenne de l'ordre de 47 000 Ω. On peut cependant charger une cellule sur une impédance différente sans constater une grosse différence dans son comportement. Heureusement d'ailleurs !

Parmi les sources à haute impédance, nous citerons les guitares électriques destinées, par construction, à être chargées sur quelques centaines de milliers d'ohms (il s'agit là d'une des rares sources où l'électronique n'a pas conquis droit de cité).

Symétrie-asymétrie

Il s'agit là d'une caractéristique importante d'une liaison électrique.

Si vous utilisez un câble blindé traditionnel dont la gaine extérieure sert à véhiculer le signal de la source, au même titre d'ailleurs que l'âme, vous serez en asymétrique.

Les lignes asymétriques de grande longueur ont la mauvaise réputation de récolter des tensions parasites.

Sous l'influence d'un champ électrique ou magnétique, une tension peut se développer le long de la ligne et apparaître à l'entrée du système d'amplification.

Dans une ligne symétrique, on utilise une paire de conducteurs centraux généralement torsadés, cette torsade a l'avantage de symétriser la position des deux câbles dans l'espace. Les tensions qui prendront naissance dans le câble seront de même polarité, appliquées de façon symétrique par rapport à la masse : qu'il y ait ou non un point milieu, elles vont s'annuler mutuellement tandis que les tensions qui constituent le signal utile et dont la polarité, par rapport à un point intermédiaire, est opposée, vont ajouter leurs effets (fig. 3).

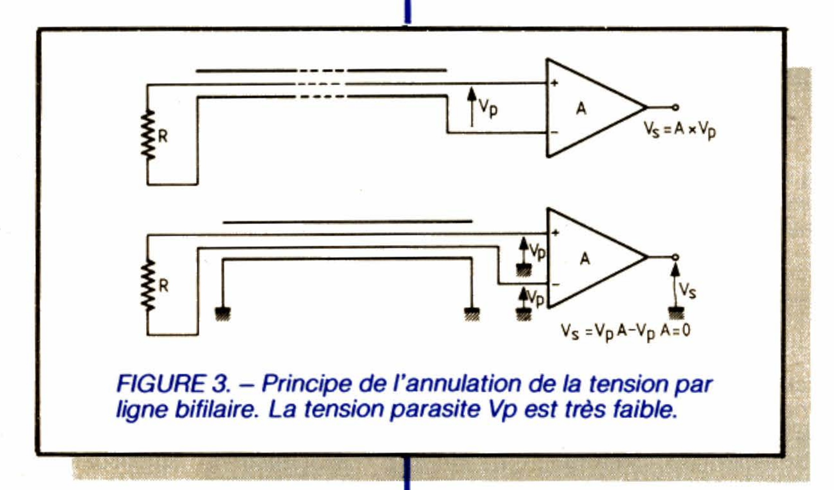


FIGURE 3. – Principe de l'annulation de la tension par ligne bifilaire. La tension parasite Vp est très faible.

Transfo ou électronique (fig. 4)

Il y a plusieurs façons d'envisager la symétrisation d'une source ou celle de de l'entrée d'un amplificateur. La solution la plus efficace est d'utiliser un transformateur. Des transformateurs de symétrisation sont proposés par différents spécialistes ou même bobinés à la demande. On utilise des tôles très perméables dont la résistance électrique sera la plus élevée possible. On s'attache également à ce que ces tôles ne présentent pas trop de pertes aux fréquences hautes.

Les transformateurs symétriseurs auront un enroulement avec ou sans point milieu. Le point milieu peut être utile pour réaliser une alimentation de type « Fantôme », où la tension continue d'alimentation du micro, ou d'un préamplificateur, se superpose à la modulation. Le primaire du transformateur sera symétrique, le secondaire, asymétrique. Le transformateur assure la conversion symétrique/ asymétrique, l'entrée de l'électronique pouvant alors être asymétrique.

Une autre technique de symétrisation consiste à utiliser un amplificateur différentiel dont les deux entrées, inverseuse et non inverseuse, vont accueillir la tension venue du câble symétrique. Les tensions d'entrées ont une phase opposée par rapport à la masse, les tensions ajouteront leurs effets en sortie de l'amplificateur opérationnel.

L'entrée à symétrisation électronique a pour avantage d'être économique et pour inconvénient de ne pas permettre une isolation galvanique entre la source et l'amplificateur, contrairement au transformateur. Ici, le couplage se fait par condensateur pour une amplification de tension audio.

Les circuits d'entrées symétriques peuvent aussi servir en asymétrique :

– Pour un étage à liaison par transformateur, cela revient à mettre à la masse une extrémité de l'enroulement du primaire.

– Pour un amplificateur symétrique électronique, on met l'une des entrées à la masse, le signal arrivant par l'autre entrée. Suivant l'entrée mise à la masse, on obtiendra un amplificateur inverseur ou non..

La sortie symétrique, par transformateur, permet d'obtenir une véritable asymétrie de la sortie avec séparation galvanique de l'amplificateur et de sa charge. Ce circuit de sortie peut également être utilisé en asymétrique tout simplement en mettant une extrémité du secondaire à la masse, l'autre extrémité constituera le point chaud de cette liaison.

Il existe une autre façon d'obtenir une sortie symétrique. Il faut, pour cela, utiliser un second amplificateur de sortie, qui délivrera une tension en opposition de phase avec le premier amplificateur. Cette technique n'assure pas l'isolement galvanique et ne peut être utilisée en asymétrique sans perte de la moité de la tension de sortie, contrairement au transformateur. De plus, si on met l'une des bornes de sortie à la masse, son amplificateur sera pratiquement court-circuité.

Mesures

– 282, module d'entrée micro :

Le gain de l'étage varie entre 21,5 dB et 59,5 dB.

Le taux de distorsion harmonique est inférieur à 0,02 % à 1 kHz (pour la tension de sortie maximale et avec le gain maxi).

L'impédance d'entrée est de 8 800 Ω, une impédance élevée pour une entrée micro.

L'impédance de sortie du module est de 470 Ω sur la sortie arrière.

Le bruit de fond non pondéré, mesuré en sortie, entrée fermée sur 600 Ω, est de – 76 dBm, le bruit de fond pondéré est de – 78 dBm. Ramenons ces tensions de bruit à l'entrée, ce qui nous donne une tension de bruit, non pondérée, de – 134 dBm, soit 0,154 μV et une tension, pondérée, de – 137 dBm. Le taux de réjection en mode commun est de 48 dB à 1 kHz.

Nous avons mesuré également la seconde section de ce tiroir, section identique sur d'autres, nous avons trouvé :
– un gain de 12 dB ;
– un taux de pleurage et de scintillement de moins de 0,02 % ;
– une impédance de sortie de 50 Ω ;
– une tension maximale de sortie de + 21,5 dBm (9 V_{eff}) ;
– un bruit de fond, non pondéré, de – 99 dBm (et de – 108 dBm avec pondération).

– 283, préampli RIAA :

Le gain varie entre 55 et 35 dB suivant la position du potentiomètre,

Le taux de distorsion harmonique, à la limite de l'écrêtage, est de moins de 0,02 % : avec le gain maximum, cela nous fait une tension d'entrée maximale admissible de 16 mV (– 33 dBm).

L'impédance d'entrée, de 50,6 kΩ, s'approche de la valeur théorique indiquée par les fabricants de cellules.

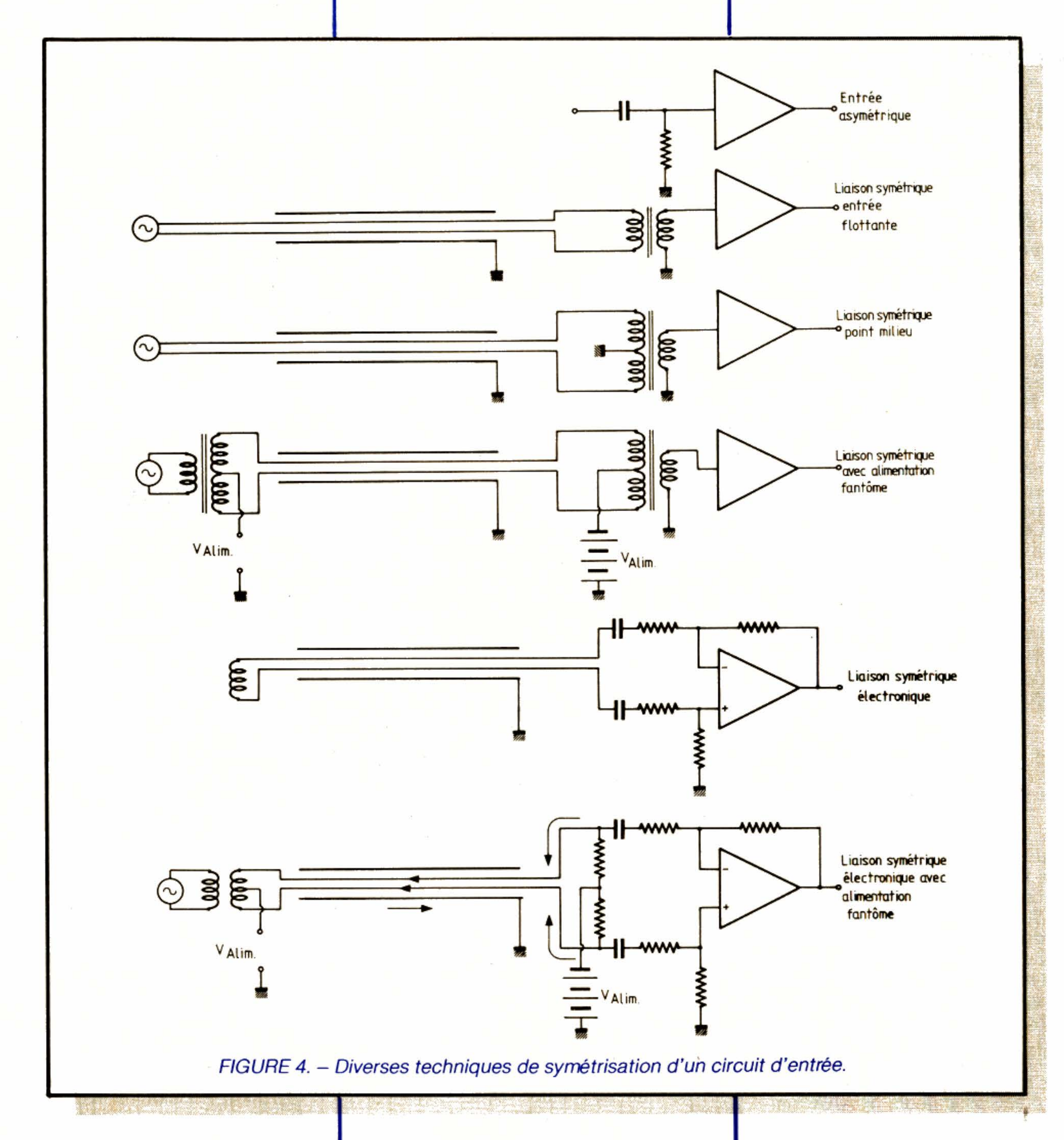


FIGURE 4. – Diverses techniques de symétrisation d'un circuit d'entrée.

Nous avons mesuré, en sortie, l'impédance classique de 470 Ω, c'est d'ailleurs tout à fait normal puisque le constructeur a placé en série avec son amplificateur opérationnel une résistance de 470 Ω.

Le bruit de fond en sortie, est de – 71 dBm, sans pondération, et de – 75 dBm avec pondération.

Cela nous fait un bruit de fond, ramené à l'entrée, de – 125,5 dBm, soit 0,4 μV, sans pondération, et de – 130 dBm, avec pondération.

Si nous admettons qu'une cellule, normalement constituée, nous donne une tension de sortie de 5 mV, cela nous donne un rapport signal sur bruit non pondéré de 82 dB.

– 284, ampli ligne, entrée symétrique électronique-sortie asymétrique :

Le gain maximum est de 0 dB, potentiomètre au zéro, rien ne passe.

L'étage de sortie présente un gain de 12 dB.

L'impédance d'entrée est de 9,6 kΩ, celle de sortie de 470 Ω.

La tension de saturation est de + 21 dBm.

Le bruit de fond, en sortie – c'est d'ailleurs le même que celui ramené à l'entrée –, est de – 95 dBm, sans pondération, et de – 97 dBm avec pondération A.

Le taux de réjection, en mode commun, est de 65 dB, à 1 kHz.

La section de sortie présente un gain de 12 dB, un taux de distorsion de 0,02 %, une impédance d'entrée de 38 kΩ. Une impédance de sortie maximale de + 21 dBm et un bruit de fond de – 104 dBm, sans pondération et de – 108 dBm, avec pondération.

– 285, ampli ligne, entrée identique au précédent, sortie sur transformateur :

Les performances sont, aux tolérances de fabrication près, identiques à celles obtenues avec le module 284 pour l'entrée, et du module 282 pour la section sortie.

– 285, ampli ligne, transformateur en entrée et en sortie :

Le gain de la section d'entrée est de 0 dB. L'impédance d'entrée est de 9,6 kΩ. Celle de sortie : 470 Ω. Le niveau maximal de sortie est de + 21 dBm. Le bruit de fond, mesuré en sortie, est de – 96 dBm, sans pondération, et de – 97 dBm, avec pondération A. Le taux de réjection, en mode commun, est de 52 dB à 1 kHz.

Les courbes de réponse sont rassemblées sur un même graphique, la moins linéaire est celle du préamplificateur RIAA qui tient dans une plage d'un peu plus de 1 dB. Les autres courbes sont caractérisées par une linéarité presque parfaite, avec toutefois une remontée dans l'extrême aigu pour le préamplificateur micro. Cette remontée est d'ailleurs confirmée par la forme des signaux carrés qui montrent une suroscillation.

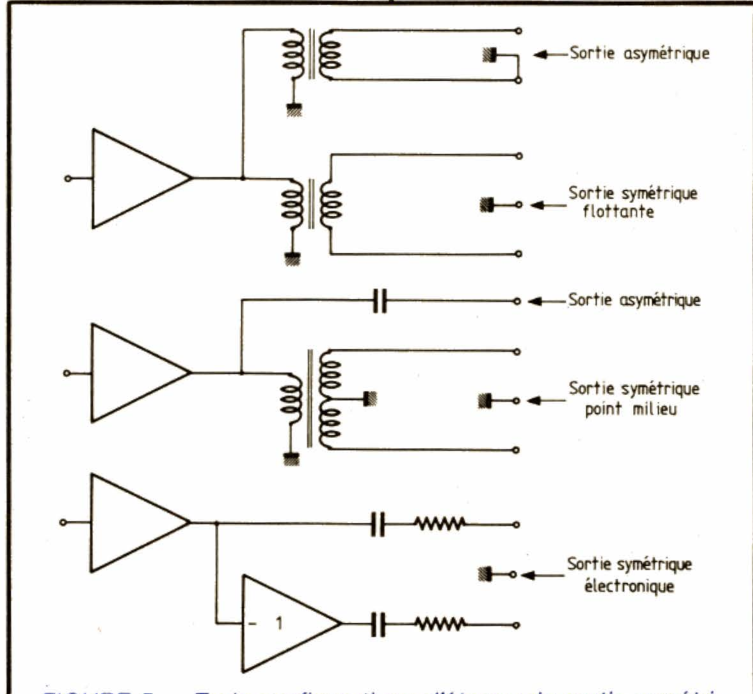
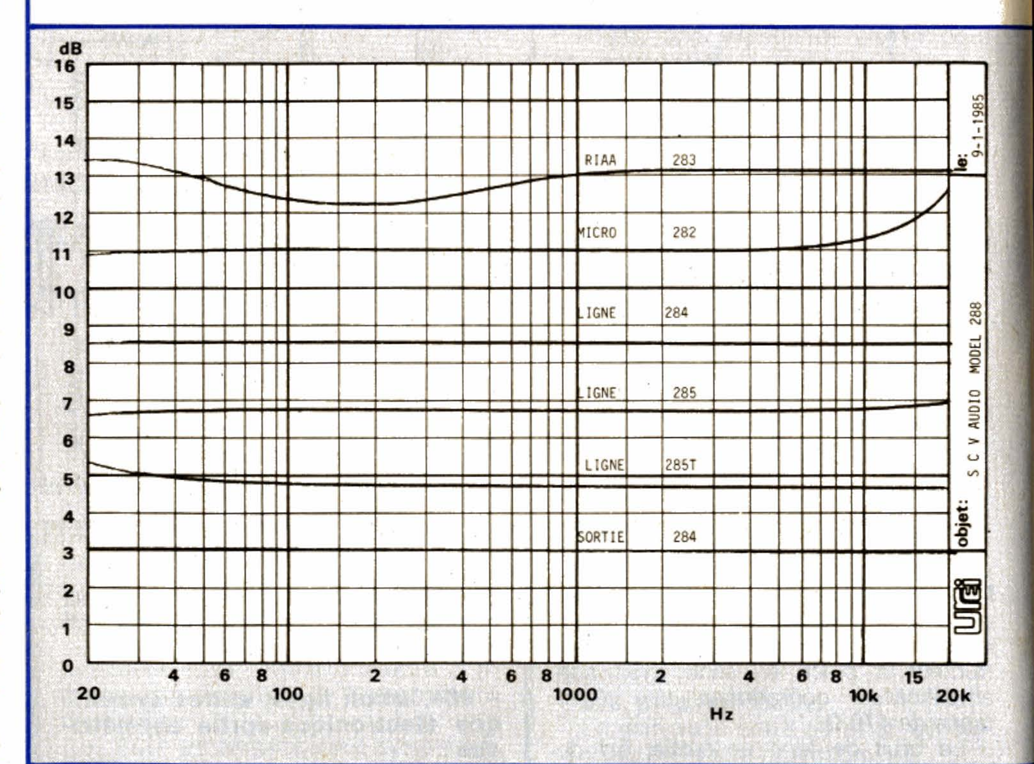


FIGURE 5. – Trois configurations d'étages de sortie symétrique, avec ou sans transformateur.



Applications

Avec cet appareil, le constructeur fournit une série d'exemples d'applications de ces modules. La présence de résistances de sortie, dans les sorties des sections d'entrée, permet d'assurer le mélange de diverses sources sonores, toutefois, sans possibilité de dosage du niveau.

L'attaque des modules de sortie par un seuil d'entrée permet de réaliser un système de distribution. Dans ce cas, les sections d'entrée de la plupart des modules resteront sans emploi.

Les préamplificateurs RIAAA permettent de centraliser l'amplification des faibles signaux en provenance des cellules, au niveau des tables de lecture d'une station radio (on devra utiliser deux modules 283 par voie étant donné que ces modules sont monophoniques).

Les exemples ne manquent pas : les modules amplifient, abaissent les niveaux et les impédances des circuits, symétrisent et asymétrisent et autorisent ainsi des liaisons à grandes distances.

Conclusion

Grâce à ces éléments modulaires, réalisés et distribués par SCV Audio, les adaptations de niveaux et d'impédances ne posent plus de problème. Ces types de modules manquaient à la panoplie des accessoires pour sonorisateurs ou installateurs audio. La présentation en rack facilite l'insertion en studio, et la modularité assure la souplesse nécessaire à la personnalisation d'une installation.

E. LEMERY

(IX) PRATIQUE DE LA MESURE

L'OSCILLOSCOPE

Après avoir étudié, au long de plusieurs articles, les particularités techniques de l'oscilloscope, nous avons commencé, le mois dernier, à passer en revue le détail des applications pratiques.

C'est ainsi que nous avons envisagé : la mise en service de l'appareil, avec les premiers réglages à faire pour de bonnes observations ; la mesure des tensions continues ; la mesure des tensions crête à crête.

Nous allons poursuivre ce mois-ci en nous intéressant à d'autres mesures de tensions puis aux mesures de temps.

IV. Mesure de niveaux instantanés

Alors que les mesures de tensions continues ou même de crête peuvent se faire avec un traditionnel voltmètre à aiguille – quelque peu aménagé dans le second cas –, pour le nouveau type de mesure que nous envisageons aujourd'hui il n'en est plus question et l'oscilloscope s'avère irremplaçable.

Dès qu'un signal évolue périodiquement dans le temps, il est souhaitable de savoir, point par point, la nature de cette évolution. L'oscillogramme dûment synchronisé nous donne tous renseignements sur le sujet.

En effet, dès que le niveau de référence 0 est connu sur l'écran, le potentiel instantané de chaque point de la courbe peut être facilement déterminé. C'est ce que nous allons voir sur quelques exemples (photo A).

Nous observons un signal sinusoïdal en mode « Tone-Burst » de rapport 1/1. Ce signal est issu de notre générateur de fonctions TBF 1038, décrit dans les numéros 1482 et 1495 du *Haut-Parleur.* On constate que le signal sinusoïdal est bloqué à 0, une période sur deux. Le générateur en question permet aussi le Tone-Burst 10/10, pendant lequel il délivre 10 périodes en sinusoïdes suivies de 10 périodes à 0. Nous aurons l'occasion de montrer cela dans de prochaines photos. Rappelons que le Tone-Burst (ou fonctionnement en salves) permet d'intéressants essais sur les amplificateurs BF. Nous y reviendrons sans doute lors de l'étude des générateurs BF.

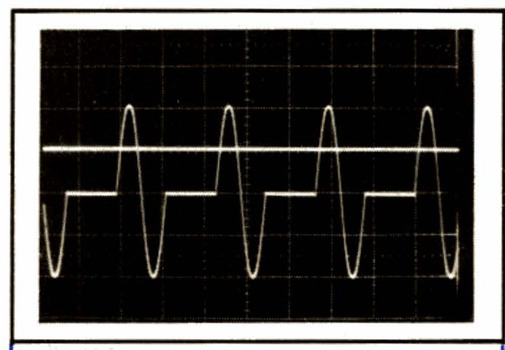


PHOTO A. – Signal Tone-Burst 1/1 issu du TBF1038 et affecté d'un offset négatif.

Le TBF 1038 fournit normalement un signal centré sur la référence 0. Mais ce centrage peut être modifié par la commande d'offset ; il est possible de placer le signal soit tout dans le positif, soit tout dans le négatif !

Dans le cas qui nous intéresse, photo A, le signal est partiellement décentré dans le négatif. Pour fixer le niveau 0, sur la photographie, nous nous sommes servi du second canal vertical, qui donne le trait horizontal de référence. Nous rappelons le procédé, déjà indiqué par ailleurs :

– mettre les deux voies Y à la masse par leurs commutateurs d'entrées ;
– superposer parfaitement les traces à l'aide des commandes de cadrage ;
– laisser une voie à la masse et injecter le signal sur l'autre. La trace voie masse donne alors le niveau 0 de la voie signal. C'est bien ce qui se passe dans le cas de la photo A.

NB. : La méthode utilisée est surtout intéressante dans le cas de la prise de photographie, car celle-ci garde alors la mémoire de la position du niveau 0. Dans le cas d'une simple observation visuelle, il est possible de se servir de l'une des lignes horizontales du graticule pour faire le même travail. On doit alors procéder un peu différemment :
– La voie signal est d'abord mise à la masse, et la trace amenée sur la ligne horizontale choisie du graticule.
– Puis la voie est reconnectée sur le signal, l'observateur sachant alors où se trouve le niveau 0, du moins s'il n'a pas la mémoire trop courte.

NB. – Avantage de cette seconde méthode : elle ne mobilise qu'une voie, l'autre restant disponible pour le traditionnel double trace.

Il va sans dire, mais encore mieux en le disant, que la mesure des niveaux instantanés doit se faire obligatoirement en entrée continue. En effet, le mode alternatif provoque un recentrage automatique de la trace sur la tension moyenne du signal et, par

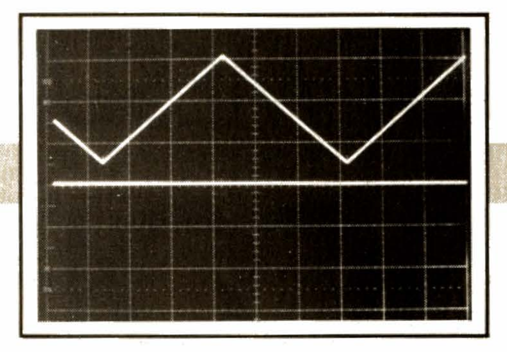


PHOTO B. – Signal triangulaire déporté dans le positif. La trace horizontale fixe le 0 V comme dans la photo précédente.

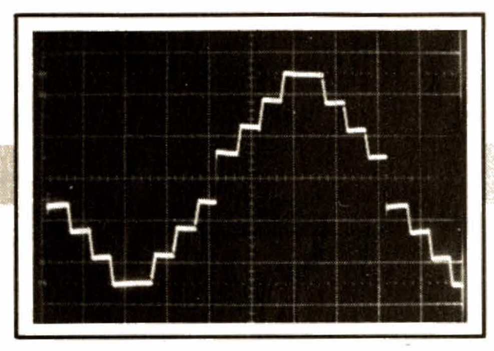


PHOTO C. – Un curieux escalier triangulaire dont nous allons essayer de fixer les divers niveaux.

conséquent, détruit la composante continue de ce dernier. Voir à ce sujet le paragraphe V.

Mais revenons à la photo A, dans laquelle nous constatons que :

– La crête haute se trouve à 1 division au-dessus de la référence 0. La sensibilité choisie pour l'observation étant de 0,2 V/div., cette crête est donc à + 0,2 V.

– La crête inférieure est à 3 divisions sous le 0 V, soit donc à – 0,6 V.

– Le niveau de repos du signal est à 1 division sous le niveau 0 V, donc à – 0,6 V.

– La tension crête à crête du signal est de 4 divisions, soit 0,8 V (photo B).

Il s'agit d'une observation du même genre, avec cette fois un signal triangulaire décentré vers le positif. Le trait horizontal marque toujours le niveau 0 V.

– La pointe positive est à 3 divisions au-dessus du 0 V. La sensibilité étant de 2 V/div., cela correspond à + 6 V.

– La pointe négative est à 1/2 division au-dessus du 0 V, soit à + 1 V.

– La tension crête à crête est de : (+ 6) – (+ 1) = + 6 – 1 = + 5 V.

– La tension moyenne de ce signal symétrique est de : 1/2 (+ 6 + 1), soit + 3,5 V. Certains signaux complexes ont de nombreux niveaux intermédiaires entre ceux de crête. C'est le cas du signal de la photo C. On reconnaît une sorte d'escalier triangulaire dont nous laissons imaginer la génération ! Il est intéressant de fixer la valeur exacte des niveaux des différentes « marches ».

Cette fois, le niveau 0 n'a pas été matérialisé sur la photo à l'aide de la seconde voie, mais par la ligne d'axe horizontal du graticule. La sensibilité verticale est de 2 V/div. Nous obtenons donc :

– Niveau de crête positive : 2,5 divisions au-dessus de 0 V, soit + 5 V.

– Niveau de crête négative : même calcul donnant – 5 V.

– Chaque partie positive ou négative de la courbe compte 4 échelons de tension, soit pour chacun : 5 V/4 = 1,25 V. Les différentes marches se situent donc, de bas en haut à – 5 V, – 3,75 V, – 2,5 V, – 1,25 V, + 1,25 V, + 2,5 V, + 3,75 V et + 5 V.

– Nous remarquons l'absence de « marche » à 0 V. Remarquer aussi la graduation verticale à gauche du graticule : elle va de 0 % à 100 %, par pas de 10. Elle convient donc bien ici, puisque les deux crêtes se placent l'une à 0 % et l'autre à 100 % ! Mais nous reviendrons plus loin sur la signification réelle de cette graduation.

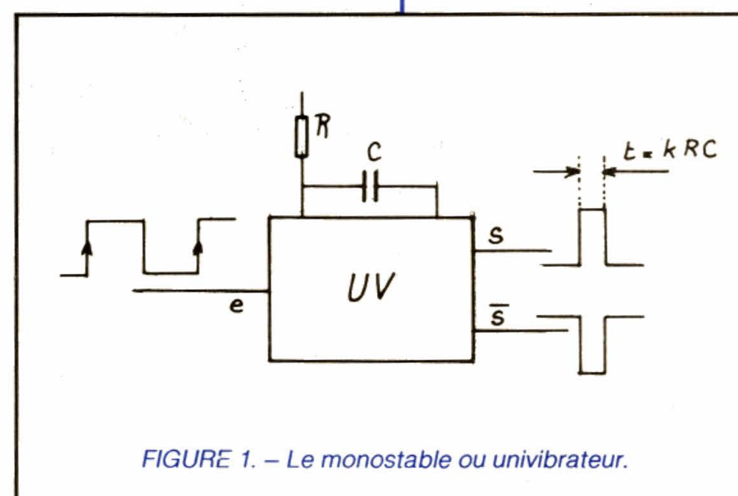


FIGURE 1. – Le monostable ou univibrateur.

FIGURE 2. – Largeur d'une impulsion.

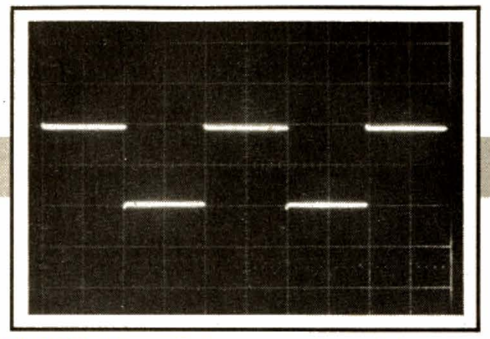


PHOTO D. – Créneau rectangulaire, type TTL et de rapport cyclique égal à 1. L'entrée Y est en mode alternatif, ce qui provoque un centrage de l'oscillogramme sur sa tension moyenne. Ici l'axe médian des X.

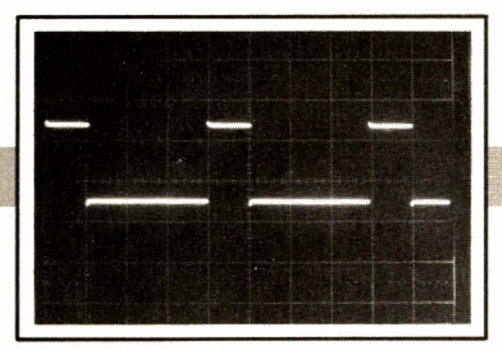


PHOTO E. – Le même signal avec un rapport cyclique de 1/3. L'axe des X donne la tension moyenne.

V. Mesure des tensions moyennes

Nous rappelons ci-après, bien que cela ait déjà été étudié dans le numéro 1698 du *Haut-Parleur,* qu'un signal périodique possède :

– **une tension crête à crête** (voir les études des photos précédentes). C'est la « distance » entre les deux crêtes.

– **Une tension moyenne.** C'est la tension qu'indique l'aiguille du contrôleur universel, celle-ci se fixant sur la « moyenne » des actions contradictoires des alternances positives et négatives du signal. Cette position moyenne se calcule à partir des aires au-dessus et en-dessous de la position cherchée. Revoir, pour révision, le nº 1698 du *Haut-Parleur.*

– **Une tension efficace.** Valeur donnant l'équivalence entre tension alternative et tension continue, au plan énergétique défini par rapport à l'effet Joule.

L'oscilloscope donne très facilement les tensions de crête et crête à crête, nous l'avons vu. Il donne une indication assez précise de la tension moyenne, nous allons le voir. Il ne permet pas la mesure des tensions efficaces. Voyons les photos D, E et F.

– En D, un beau signal carré, du type TTL, palier bas au niveau 0 V et palier haut à + 4 V (2 V/div.). Pour la photo, l'oscilloscope a été placé en entrée alternatif. Puis le cadrage fait avec entrée à la masse, pour placer la trace (mode Auto) sur l'axe horizontal médian, cet axe matérialisant le niveau 0 V. Enfin, observation du signal : celui-ci se centre sur sa valeur moyenne, laquelle se situe donc à 50 % de l'amplitude maximum. On le voit bien sur la photo : 1 division au-dessus, 1 division au-dessous du 0 V (photos E et F). Nous avons modifié le rapport cyclique du signal, toutes choses identiques par ailleurs :

– En E, le rapport cyclique est de 1/3 : la tension moyenne s'établit à peu près (aux incertitudes de cadrage près) au 1/4 de la tension de crête. 3/4 au-dessus et 1/4 au-dessous. Soit à 4 V/4 = + 1 V.

– En F, le rapport cyclique est de 3/1 et la tension moyenne aux 3/4 de la tension de crête, soit à + 3 V.

En observation réelle, la variation du rapport cyclique entraîne un centrage automatique du signal sur sa tension moyenne, matérialisée ici par l'axe horizontal principal.

VI. Fonction outputmètre

Nous l'appelons ainsi à cause de sa ressemblance avec la fonction similaire étudiée pour le contrôleur universel,

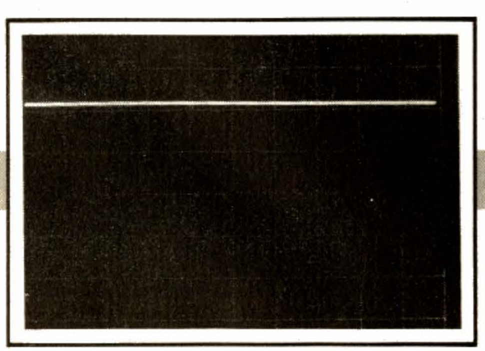


PHOTO F. – Encore le même signal avec un rapport cyclique de 3/1.

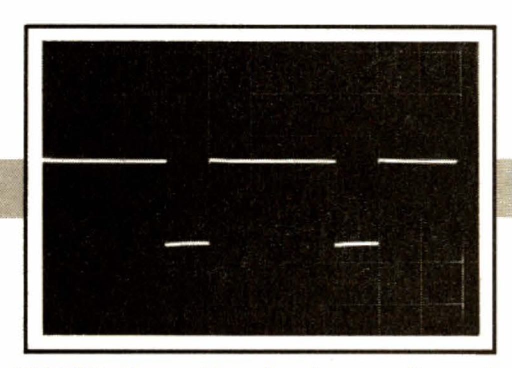
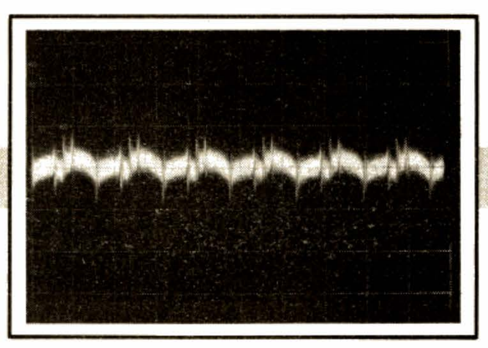
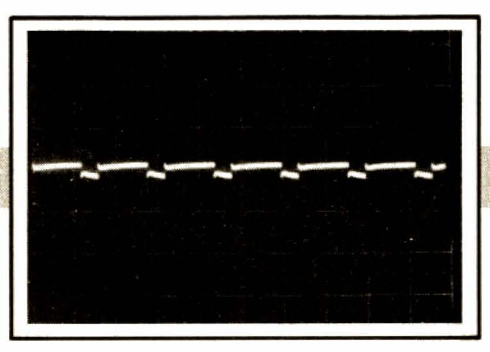


PHOTO G. – Une tension continue de + 11 V, parfaitement filtrée semble-t-il.


PHOTO H. – Le mode alternatif permet, en augmentant la sensibilité, de mettre en évidence le bruit existant sur la tension de + 11 V.


PHOTO I. – Même observation, cette fois sur la ligne + 5 V d'un circuit logique. Un bruit existe à la fréquence de commutation des basculeurs.

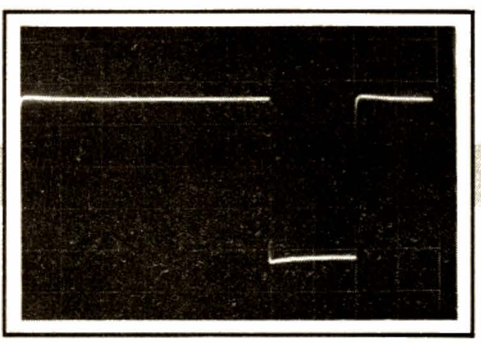
dans le n° 1700 du *Haut-Parleur*, lors de l'analyse du fonctionnement des contrôleurs universels. L'outputmètre étant un voltmètre alternatif avec condensateur d'isolement en série. Ce terme anglo-saxon pouvant se traduire par « voltmètre de sortie ». Cet appareil est destiné à la mesure des tensions en sorties d'étages d'amplifications BF. Ces étages, tant à lampes qu'à transistors, fournissent le signal BF utile, superposé à une tension continue provenant de l'alimentation, évidemment nécessaire, de l'étage considéré.

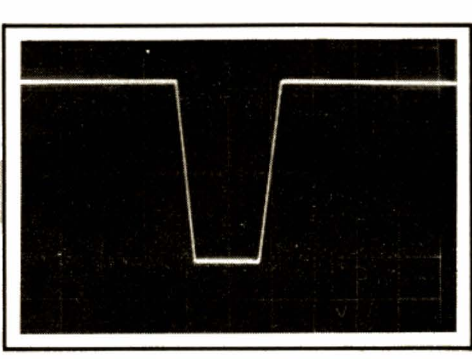
Dans le cas de l'oscilloscope, la fonction « outputmètre » s'obtient très simplement en passant du mode entrée continu au mode entrée alternatif. Nous venons déjà d'utiliser cette fonction dans le cas des photos D, E et F, presque sans le savoir ! En fait, pour les étages amplificateurs, le condensateur de liaison de l'entrée alternatif n'est pas vraiment nécessaire si la tension continue superposée au signal est de l'ordre de grandeur de ce dernier. Ainsi, par exemple, si nous observons le signal BF de sortie d'un étage à transistor alimenté sous 9 V, nous allons avoir un signal alternatif dont la valeur de crête ne peut excéder les potentiels de l'alimentation, soit 0 V et + 9 V. Ce signal sera centré sur + 4,5 V si le transistor est correctement polarisé. Dans ce cas, la tension continue superposée est donc de + 4,5 V, et la tension de crête maximale du signal de 4,5 V également : les deux tensions ont bien le même ordre de grandeur. L'observation à l'oscilloscope ne posera aucun problème de cadrage, tant en entrée continu qu'en entrée alternatif ! L'oscillogramme B du signal triangulaire correspond d'ailleurs d'assez près à une situation de ce type (revoir l'étude de l'étage à transistor dans le n° 1695).

En revanche, dans d'autres cas, si la tension continue superposée est très supérieure à la tension de crête du signal à observer, il n'en sera plus de même. L'exemple typique est illustré par les photos suivantes. Il s'agit de l'étude de la tension fournie par une alimentation.

Photo G. Voici l'oscillogramme d'une tension continue de + 11 V (5 V/div.). Le niveau 0 V correspond à l'axe horizontal médian. La tension semble parfaitement filtrée, la courbe résultante étant une droite sans défaut apparent. Vous avez deviné que l'entrée est en mode... continu ! C'est très bien. Si nous augmentons la sensibilité de l'ampli vertical, la courbe va sortir de l'écran, c'est bien sûr ! Alors passons en entrée alternatif. Poussons la sensibilité, ce qui devient possible, la courbe se centrant sur sa valeur moyenne (voir ci-dessus), laquelle est + 11 V évidemment. La trace se place donc sur l'axe horizontal, quelle que soit la sensibilité. En revanche, au fur et à mesure de l'augmentation de cette dernière, on observe un épaississement de la courbe (photo H).

Nous voici arrivés à 10 mV/div. Notre belle horizontale nous montre alors son vrai visage : un bruit d'ampli-


PHOTO J. – Une belle impulsion négative et rectangulaire. La mesure des durées se fait sans ambiguïté.


PHOTO K. – La mesure de la durée de cette impulsion trapézoïdale pose un petit problème.



tude voisine de 1,5 division, ce qui correspond à 15 mV. Ce bruit comprend des composantes à plus faible fréquence (pics positifs et négatifs) et un « fond » à fréquence élevée donnant une bande de largeur voisine de 1/2 division, soit 5 mVcc.

Ramenons les choses à leur échelle. 10 mVcc en moyenne pour une tension de 11 V, cela ne fait que 10/11 000 × 100 %, soit 0,09 %. C'est donc très peu. Voilà une bonne alimentation (photo I).

Observation similaire sur une ligne 5 V alimentant un montage logique. On retrouve sur cette ligne un bruit de commutation à la fréquence de fonctionnement. Ce bruit mesure ici 50 mV (200 mV/div.). C'est un peu moins bon, mais le montage alimenté semble fort bien s'accommoder de la situation.

Cependant, lors de la mise au point d'un système électronique, les observations et mesures précédentes sont fondamentales. Il en est de même dans le cas du dépannage. Un montage ne peut être meilleur que son alimentation. Un montage qui vieillit présente souvent des condensateurs chimiques desséchés et ayant perdu leur capacité initiale. Les lignes d'alimentation véhiculent alors un bruit énorme, fait à la fois de résidus 50 Hz du secteur et de fréquences diverses non découplées. Il s'installe alors un régime de fonctionnement anarchique pouvant surprendre l'intervenant. Un coup d'oscilloscope sur toutes les lignes d'alimentation est donc la première observation à faire en face d'un appareil présentant un symptôme curieux ! Cela est encore plus vrai lorsqu'il s'agit d'appareils à « lampes », la température de four qu'elles entretiennent contribuant allègrement au dessèchement des condensateurs.

VII. Mesure des temps

Les mesures diverses de tensions ont toujours fait référence aux graduations verticales du graticule. Les mesures de temps, pour lesquelles l'oscilloscope est un auxiliaire irremplaçable, se font au contraire par l'intermédiaire des graduations horizontales, dont la valeur peut aller, nous l'avons vu, de 2 secondes à 0,1 µs par division.

1. Mesure de la période
(et, indirectement, de la fréquence)

Voyons, par exemple, la photo J d'un signal TTL de rapport cyclique 6/2, soit 3/1. L'observation se fait à 10 µs/div. La période du signal occupe 8 divisions, soit dans le temps, 8 × 10 µs = 80 µs très exactement. La fréquence est l'inverse de la période : $F = 1/T = 1/80.10^{-6} = 12\,500$ Hz.

Un retour sur la photo B, d'un signal triangulaire : la période occupe 29 subdivisions. La base de temps est réglée sur 5 ms/div., soit 1 ms par subdivision et donc une période de 29 × 1 ms = 29 ms. La fréquence est de $1/29.10^{-3} \simeq 35$ Hz.

2. Mesure des durées intermédiaires

Dans le cas de la photo J :
- L'état haut dure 6 divisions, soit 60 µs.
- L'état bas dure 2 divisions, soit 20 µs.

Dans le cas de la photo B :
- La montée du triangle dure 14,2 subdivisions, soit 14,2 ms.
- La descente dure 14,8 subdivisions, soit 14,8 ms.

On peut constater une petite différence de durée entre la montée et la descente de ce signal triangulaire, issu du générateur de fonctions. Ce type de générateur utilise, comme beaucoup d'autres, un circuit intégré (le 8038 d'Intersil, dans ce cas précis) chargeant puis déchargeant à courant constant le condensateur choisi par le sélecteur de gammes. Il est très difficile de garder une parfaite égalité entre ces courants de charge et de décharge lorsque l'on fait varier la fréquence. D'où le petit défaut constaté. Défaut qui, malheureusement, va se retrouver dans la sinusoïde résultante, celle-ci étant dérivée du triangle. Il s'ensuivra une petite augmentation du taux de distorsion de cette sinusoïde. Avec un tel type de générateur, il est possible d'avoir un taux de distorsion flatteur à une fréquence donnée. Il est bien plus difficile de conserver ce taux de F_{min} à F_{max}.

3. Mesure de la durée d'une impulsion

On appelle impulsion un signal rectangulaire de rapport cyclique très différent de 1. En somme, un signal qui reste un temps très bref dans un état et, par contre, beaucoup plus longtemps dans l'autre. La frontière entre le signal rectangulaire normal et le signal impulsionnel est mal définie. On ne peut pas dire que le signal de la photo D est impulsionnel, son rapport cyclique étant de 1. En revanche, les signaux E et F commencent à devenir impulsionnels (rapport cyclique de 1/3 et de 3/1). Pour E, nous parlerions d'impulsions positives et pour F d'impulsions négatives, l'impulsion correspondant toujours à la partie courte du signal. Pour être plus précis, dans le cas de J, nous dirons que cette impulsion négative a une durée de 20 µs et se répète toutes les 80 µs. Sa fréquence de récurrence est de 12 500 Hz (voir plus haut).

Le générateur d'impulsions de prédilection est le monostable. On injecte sur son entrée un signal rectangulaire de fréquence égale à la fréquence de récurrence désirée. On recueille alors à la sortie (ou sur des sorties complémentaires, le plus souvent) des impulsions dont la durée est déterminée par la cellule RC connectée au monostable. Voir figure 1 (circuits TTL, 74121, 74123 ou C-MOS 4528, 4538...).

Si la mesure de durée de l'impulsion J est sans ambiguïté, car de largeur constante, il n'en est plus de même de celle de l'impulsion K. C'est encore une impulsion négative mais dont les fronts de transition ont des durées notables (volontairement dans ce cas précis). Ne nous leurrons pas d'ailleurs ; un front de transition n'est jamais instantané. L'instantané n'existe pas. Tout phénomène a une certaine durée jamais nulle.

Si les fronts de J semblent ne point durer, c'est simplement parce que l'observation se fait à vitesse trop faible. Nous y reviendrons.

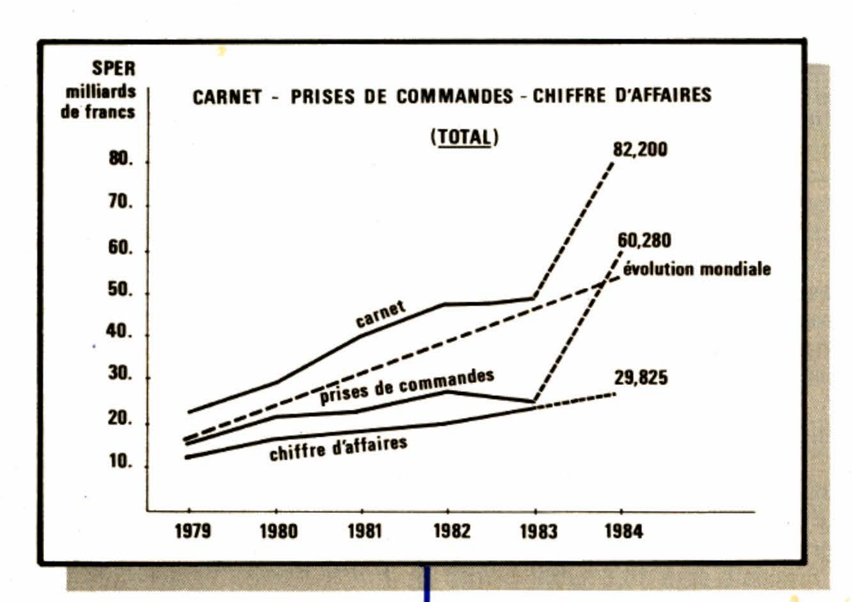
Mais le cas de K (!) pose problème. En effet, la largeur est essentiellement variable. Pour une telle forme et par convention, on mesure la durée au niveau 50 %, soit donc à mi-hauteur. Ainsi, sur la photo K, l'oscillogramme est centré sur l'axe horizontal (à peu près 2 divisions au-dessus et 2 divisions au-dessous). C'est sur cet axe que l'on doit faire la mesure. La base de temps étant réglée à 200 µs/div., nous avons donc :

$$t = 2 \times 200 = 400\ \mu s.$$

F. THOBOIS

N.D.L.R. – Cette série d'articles sur l'utilisation de l'oscilloscope a débuté dans notre n° 1706. Ces numéros sont encore disponibles, vous pouvez les obtenir en vous adressant à notre service « Vente au numéro », contre 17 F par exemplaire.

ELECTRONIQUE PROFESSIONNELLE : BILAN SATISFAISANT MAIS...



Réuni le 6 février sous la présidence de M. François Le Menestrel, le SPER (Syndicat des industries de matériel professionnel électronique et radio-électrique) a présenté à la Presse son bilan pour 1984. Même si ce bilan est encore en partie prévisionnel, il peut être considéré comme positif compte tenu des chiffres dont il fait état *a priori* encourageants. Globalement, on peut retenir (en millions de francs courants hors taxes) :

- **Chiffre d'affaires**
  - Total — 29 825
  - Exportations — 13 150
- **Commandes enregistrées**
  - Totales — 60 280
  - Métropole — 19 555
  - dont : Administrations civiles — 3 000
  - Armée — 8 125
  - Divers — 8 430
  - Exportations — 40 725

Par ailleurs, le carnet de commandes atteint actuellement 82 200 millions de francs (dont 57 725 à l'export).

Au cours des trois dernières années, le chiffre d'affaires total a progressé de 57,9 %, soit à un taux annuel moyen de 16,4 %.

Pour les exportations, la progression correspondante a été de 36,2 % pour le chiffre d'affaires total et de 10,8 % pour le taux de croissance annuel moyen. Pour la même période, les commandes enregistrées totales ont progressé de 162 %, ce qui correspond à un taux de croissance annuel moyen de 37,8 % ; à l'exportation, les commandes enregistrées ont augmenté de 297 % (taux de croissance annuel moyen de 58,4 %).

Quant aux effectifs, ils atteignent actuellement 59 000 personnes (+ 3 % sur 3 ans). L'évolution est encore plus significative si l'on prend comme période comparative un laps de temps plus long. Ainsi, si l'on prend comme base l'année 1976, avec comme indice de référence l'indice 100, nous obtenons les indices suivants pour l'année 1984 :

- Ingénieurs et cadres : 167
- Techniciens : 148
- Employés administratifs : 119
- Ouvriers : 99

Ce qui ne peut prouver que l'électronique professionnelle est génératrice d'emplois allant de pair avec un accroissement de la technicité.

Mais si l'activité et le chiffre d'affaires ont continué à augmenter à un rythme supérieur à celui de l'inflation, M. Le Menestrel s'est fait l'écho des préoccupations de la profession quant à l'avenir, et ce à plusieurs titres :

- Diminution des contrats de moyenne importance à l'exportation.
- Décalage des programmes nationaux d'études d'électronique, ce qui peut s'avérer gênant pour que l'industrie française se maintienne au niveau de la technique mondiale.
- Austérité maintenue s'agissant des commandes nationales avec deux exemples significatifs : les réseaux câblés, autorisés, mais dont les crédits sont bloqués en attendant les conclusions du rapporteur à qui le Gouvernement a confié l'étude de ce que pourrait être le système général de la télédiffusion en France, d'une part *, et les radiotéléphones cellulaires, dont l'espoir de voir les programmes de production prendre une forme concrète s'amenuise au fil des mois d'autre part.

Par ailleurs le SPER s'inquiète des prélèvements effectués sur le budget des PTT en 1984 – 8,4 milliards – qui, s'ils devaient se produire chaque année, représenteraient l'équivalent de 60 000 emplois ; cependant, tout en rendant hommage à l'effort poursuivi par les ingénieurs du ministère de la Défense et ceux des PTT pour tenter de maintenir le niveau des crédits affectés aux études et développements malgré les décalages de programmes ou les prélèvements, le SPER ne manque pas de signaler une certaine entrave technocratique...

Enfin, M. Le Menestrel devait tirer le signal d'alarme s'agissant de l'électronique professionnelle japonaise, qui coopère de plus en plus avec celle des USA, après la concurrence acharnée de ces dernières années entre les deux puissances : conjonction redoutable d'autant que le Japon n'est plus un pays de gadgets électroniques et que des sommes considérables y sont investies dans les composants et technologies de pointe. Il en résulte que l'électronique professionnelle française, si elle veut résister, doit entreprendre un effort du même ordre. En conséquence, l'effort et la vigilance sont plus que jamais à l'ordre du jour, et ce pour toutes les parties prenantes de ce domaine d'activité, compte tenu des risques qui sont réels de devoir affronter une concurrence de plus en plus vive, en état d'infériorité.

Ch. PANNEL

* En ce qui concerne ces réseaux, que le ministère des PTT a commencé à financer, on pourra se reporter au numéro de février (page 146).

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE

Comme annoncé le mois dernier, nous abordons aujourd'hui l'étude du premier des deux microprocesseurs retenus pour cet ABC avec le 6809. Ainsi que nous l'avons expliqué, le choix de ce microprocesseur n'a pas été fait au hasard : en effet, c'est un des plus puissants microprocesseurs 8 bits actuels qui équipe le micro-ordinateur portable que nous décrivons par ailleurs dans ces pages, mais qui équipe aussi les micro-ordinateurs Thomson TO 7, TO 7/70 et MO5 dont vont être dotées très prochainement toutes les écoles publiques dans le cadre du plan de formation à l'informatique décidé par le gouvernement.

La suite de cet ABC va donc, à compter de notre prochain numéro, pouvoir bénéficier de nombreux supports d'expérimentation et de mise en pratique de nos explications, puisque tous les micro-ordinateurs cités ci-avant pourront être utilisés pour ce faire. Afin de faciliter au maximum l'exploitation de ces « supports pratiques », nous allons vous présenter aujourd'hui rapidement la partie matérielle du 6809, et nous nous consacrerons, dès le prochain numéro, aux aspects logiciels qui seront les premiers et les plus aisés à mettre en pratique.

Présentation générale

Puisque nous n'avons que très peu parlé logiciel jusqu'à maintenant, nous allons seulement vous présenter les particularités essentielles du 6809, étant entendu que nous entrerons plus dans le détail dès que cela sera possible et nécessaire. Ce microprocesseur est donc un circuit réalisé en technologie H.MOS, c'est-à-dire N.MOS à haute densité d'intégration. Il utilise une seule source d'alimentation 5 V, et toutes ses entrées/sorties sont compatibles TTL. C'est un microprocesseur 8 bits qui dispose donc de 16 lignes d'adresses et de 8 lignes de données. Il peut travailler en mode multi-microprocesseurs et il dispose de deux sources d'interruptions normales et d'une source d'interruption rapide ainsi que de trois interruptions par logiciel. Il dispose de son propre oscillateur qui peut être piloté par un seul quartz externe. Côté logiciel, sa structure interne sur 16 bits (c'est-à-dire tous ses registres internes sur 16 bits ainsi que l'unité arithmétique et logique) lui offre des possibilités de programmation étonnantes ; il dispose en plus de 10 modes d'adressage et d'instructions évoluées, telle la multiplication 8 bits par 8 bits, ainsi que d'instructions arithmétiques et logiques sur 16 bits.

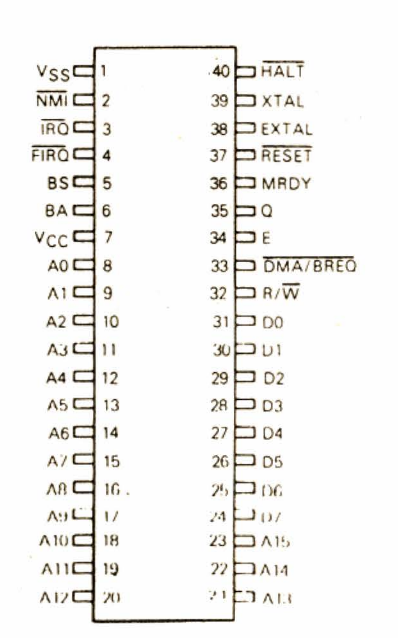
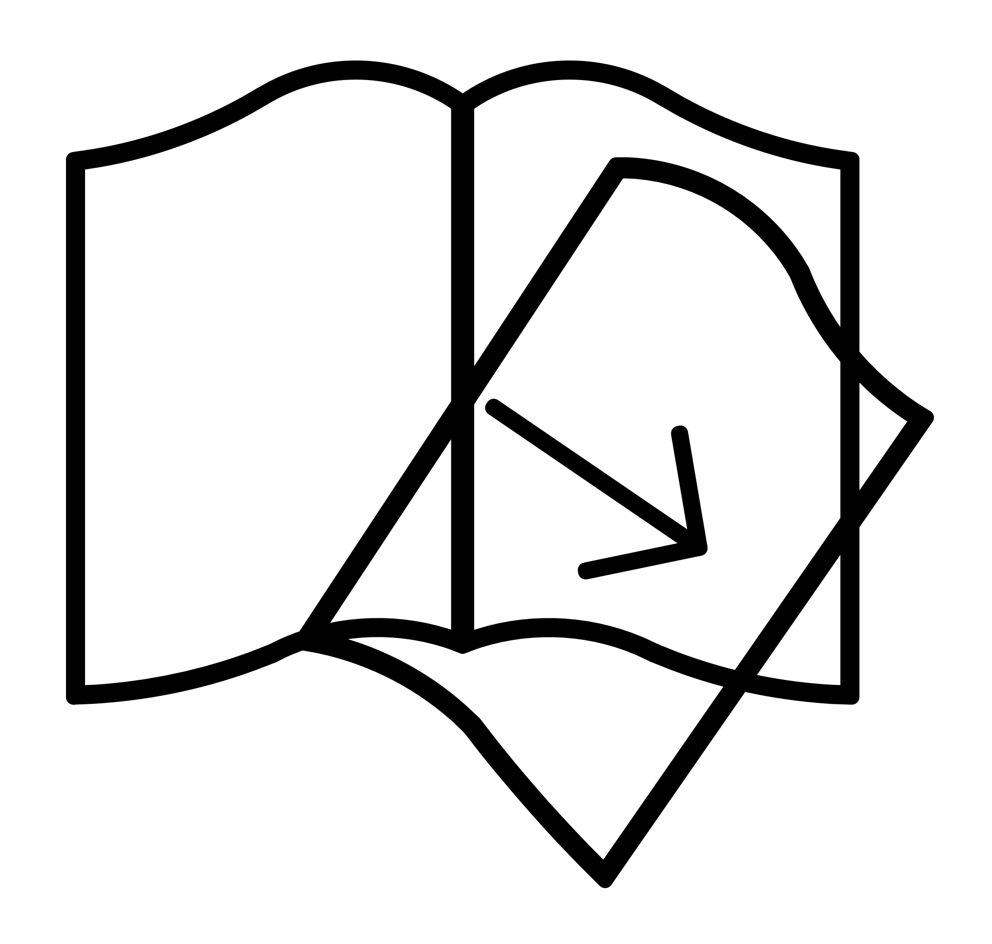


FIGURE 1. – Les signaux disponibles sur le microprocesseur 6809 choisi à titre d'exemple concret.

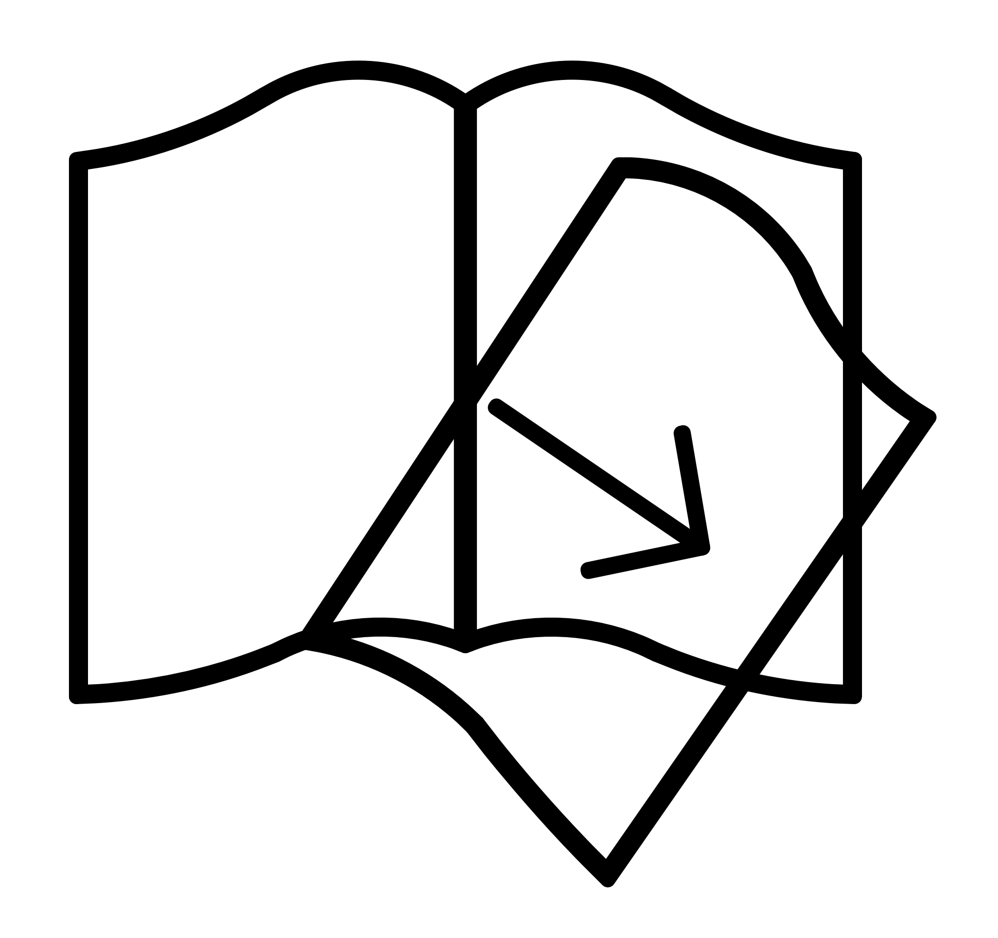
Ces généralités étant vues, nous allons nous attacher au côté matériel de la chose en vous montrant comment utiliser ses signaux et comment réaliser une carte unité centrale à base de 6809.

Les signaux du 6809

Pour vous présenter ceux-ci, nous allons nous servir du brochage du circuit présenté figure 1. Nous y voyons, bien sûr, 16 lignes d'adresses A_0 à A_{15} et 8 lignes de données D_0 à D_7 dont le rôle nous est déjà connu. Nous reconnaissons aussi la ligne lecture/écriture (R/W) ainsi que les pattes d'alimentation VCC pour le + 5 V et VSS pour la masse. Le rôle des autres signaux est un peu moins évident, et nous allons nous attacher à les décrire car ils constituent le BUS de contrôle dont nous avons assez peu parlé jusqu'à mainte-



PAGES MANQUANTES



PAGES MANQUANTES

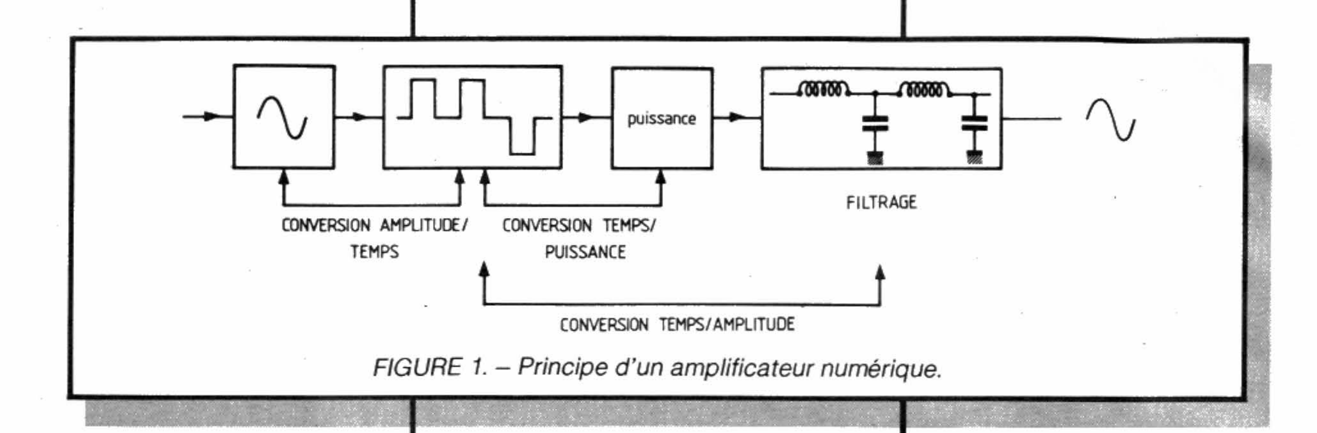
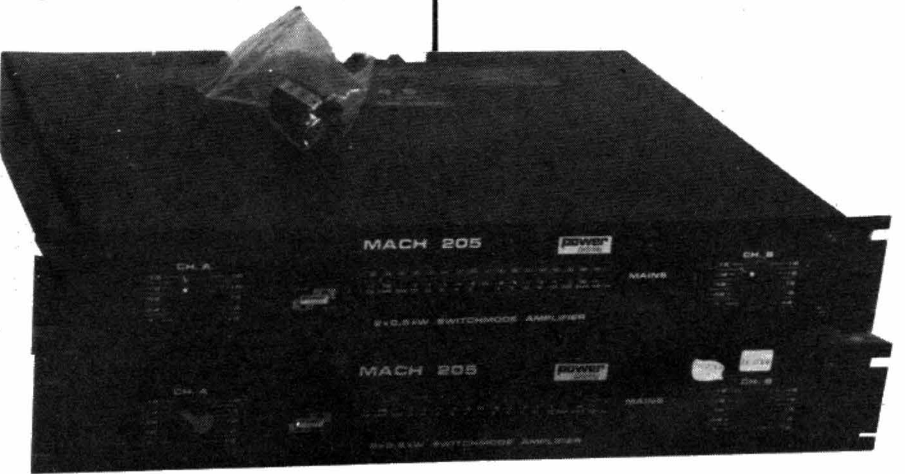


FIGURE 1. – Principe d'un amplificateur numérique.

Historiquement, pour les audio-fréquences, le point de départ est représenté par une note d'applications de la firme Siliconix, datant de 1978. C'est à peu de choses près l'époque où j'ai commencé à travailler la question, ce qui nous a permis de présenter au Festival International du Son 1981 un prototype de 1 kW de puissance en sortie. Résultats satisfaisants pour l'esprit, certes, mais sans commercialisation envisageable tant ce « proto », qui ne faisait que 9 kg, était d'un prix de revient hallucinant compte tenu du prix des composants qu'il comportait. Même si alors les protections dont était pourvu cet amplificateur ne représentaient pas ce qui pouvait se faire de mieux, le « proto », grâce à sa faible consommation et à ses qualités sonores, était des plus encourageants et l'investissement « en matière grise » plein de promesses quant à l'avenir, sinon immédiatement. Ce qui fait qu'au cours des deux années suivantes, COMEL étant une petite société, nous avons été appelés à d'autres tâches : émission de puissance pour répondre à la demande des radios libres alors en plein boum – ce qui nous a permis de grandement progresser dans le domaine des alimentations à découpage – et développement de machines à jingles et de systèmes d'automatisation « broadcast » à microprocesseur – lesquels nous ont permis de maîtriser les radio-fréquences et l'électronique numérique. C'est d'ailleurs au début de cette époque de purgatoire pour l'amplificateur numérique, mais riche en enseignements pour des activités qui s'y rattachent, que Maurice Cour, un de nos anciens stagiaires – il avait effectué chez nous son stage de fin d'études d'ingénieur – est venu nous rejoindre, ce qui devait s'avérer être un sérieux renfort pour nos projets en sommeil. Vous connaissez la suite : dès la fin de l'année 1983, nous nous sommes remis sur l'amplificateur numérique avec des composants plus performants, bien plus abordables du point de vue coût et, pour notre part, à la fois une expérience accrue et des idées nouvelles ; cela s'est traduit par la présentation du Mach 205 sous forme statique d'abord, en septembre 1984, au Salon international de la musique de Paris et, le mois suivant, sous forme dynamique, dans notre auditorium à la 76e Convention de l'Audio Engineering Society de New-York.



Amplis numériques « Mach 205 », plus légers à eux deux que celui, plus conventionnel, que tient en main Maurice Cour à la page précédente.

– Pourquoi avoir appelé cette nouvelle classe d'amplification classe AS après l'avoir baptisée classe S ?

– Aucun nom, aucune appellation n'existait réellement, et le sigle AS nous a semblé le plus adapté pour décrire les propriétés de notre système d'amplification en puissance. En classe AS, la notion de transistors de sortie disparaît. On considère, en fait, que le dispositif de sortie est essentiellement une onde haute fréquence qui, en équilibre au repos, présente un rapport cyclique rigoureux de 50 %, la modulation s'effectue par variation continue du rapport cyclique autour de ce point de repos, variations qui se retrouvent intégralement en sortie, après élimination de la porteuse haute fréquence. On est donc bien en présence d'un système présentant toutes les caractéristiques de la classe A classique. Quant à la lettre S, elle précise que nous avons un mode de fonctionnement en « switching » autrement dit, et en français en « commutation » du système.

– Il existe, au moins à notre connaissance, un procédé sur le marché faisant aussi appel à la modulation impulsionnelle pour l'amplification en puissance. En quoi ce procédé se différencie-t-il du vôtre ?

– Si vous voulez parler des modèles Peavey, d'après ce que nous pouvons savoir, ces modèles existent à l'état de prototypes mais ne sont pas commer-

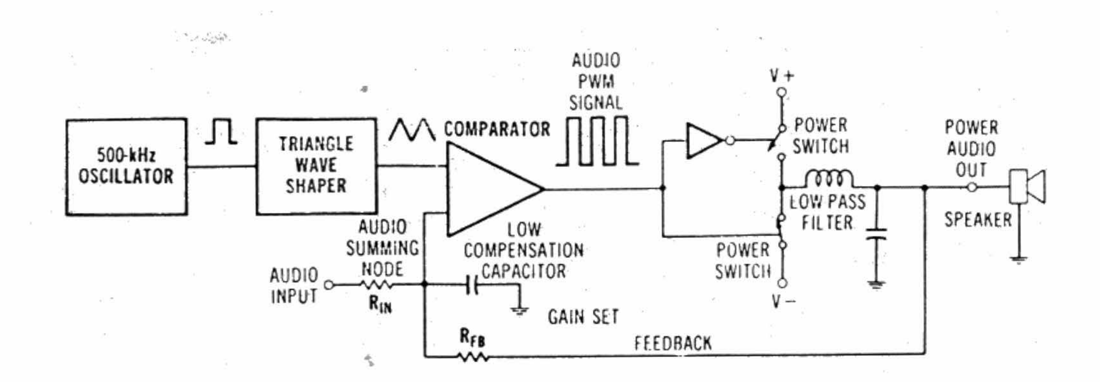


FIGURE 2. – Schéma simplifié d'un amplificateur classe D à modulation de largeur d'impulsion (PWM). Comme le montre cette figure, le signal audio (« audio input ») est comparé de façon permanente à une dent de scie triangulaire à 500 kHz par un comparateur (« comparator »). Si le niveau audio est supérieur au niveau de la dent de scie, la tension de sortie du comparateur sera positive, et négative dans le cas contraire. L'impulsion en sortie de comparateur a sa largeur proportionnelle à l'amplitude du signal d'entrée parce que la valeur crête à crête du signal d'entrée est toujours tenue à un niveau inférieur à celui de la valeur crête à crête de l'onde triangulaire. En sortie, la résultante des impulsions est utilisée pour commuter les tensions positive et négative de l'alimentation et, par voie de conséquence, de laisser passer plus ou moins de courant vers la charge. Un filtre passe-bas en série avec cette dernière élimine les transitoires de commutation et permet la reconstitution du signal audio d'entrée. (D'après Donald G. Fink et Donald Christiansen : « Electronics Engineers' Handbook ». McGraw-Hill, 1982.)

cialisés ; nous avons pu les voir, vous comme moi, et même les écouter à l'AES de New-York mais, quant à parler de mise sur le marché, il semble que ce stade ne soit pas encore atteint... D'après le poids annoncé, il ne s'agit vraisemblablement pas d'amplificateurs disposant d'une alimentation à découpage mais plutôt d'amplificateurs dotés d'une alimentation conventionnelle. Alors que, pour notre part, nous avons voulu exploiter à fond les avantages du découpage, ce qui fait que pour notre « Mach 205 », l'alimentation à découpage fait appel à un transformateur ferrite 20 fois plus léger qu'un transformateur 50 Hz traditionnel. Remarquez qu'il est envisageable, pour réduire le coût d'un « Mach 205 », de faire aussi usage d'une alimentation classique ; le volume du transformateur, pour une alimentation de ce type, serait divisé par un facteur 3 par rapport à celui d'un amplificateur de classe AB de même puissance, par contre, nous passerions de 7 à 10 ou 11 kg.

Pour le reste, nous pouvons supposer que Peavey a développé un amplificateur classe D, sous sa variante modulation Δ. En ce qui concerne la classe D, un tel schéma de principe se trouve depuis quelque temps dans les « handbooks » (tel que celui donné figure 2), mais encore faut-il passer à la pratique de la réalisation qui fonctionne...

– Nous pensions voir apparaître le « Mach 205 » sur le marché dès le début de cette année et il n'en a rien été. Des problèmes ?

– Nous sommes convaincus d'avoir une avance certaine sur tous nos concurrents quels qu'ils soient, même si nous sommes un David parmi nombre de Goliath. Il serait donc regrettable de tout perdre de cette avance en nous laissant copier par d'autres à court d'imagination, mais sachant désosser un amplificateur pour en faire une copie conforme, laquelle n'aura nécessité aucune étude et les investissements qui l'accompagnent. Nous avons donc repris l'implantation des divers composants du « Mach 205 » pour une hybridation plus aisée des circuits stratégiques qui seront noyés, pour la prochaine version – qui sera au SIEL – dans une résine inviolable. Les quelques mois de retard que nous avons pris à la commercialisation sont uniquement dus à un souci de protection industrielle. 15 exemplaires seront prêts pour le SIEL, sous cette version nouvelle, et 5 d'entre eux partiront immédiatement pour les USA dès la fin de cette manifestation.

– Quels débouchés envisagez-vous pour le « Mach 205 » ?

– Tous ceux de l'amplification de puissance dans le domaine professionnel : discothèque, studio, « broadcast », sonorisation générale ou « Public Address »... La qualité musicale que l'on obtient destine même le « Mach 205 » à une utilisation Hi-Fi, sous un habillage différent sans doute, avec une destination grande puissance seule envisageable avec ce type d'amplification. Pour en revenir à la qualité musicale et aux amplificateurs conventionnels, on peut dire que la maladie héréditaire de ces derniers est que, pour la plupart, ils sont « inécoutables » à faible puissance, la non-linéarité im-

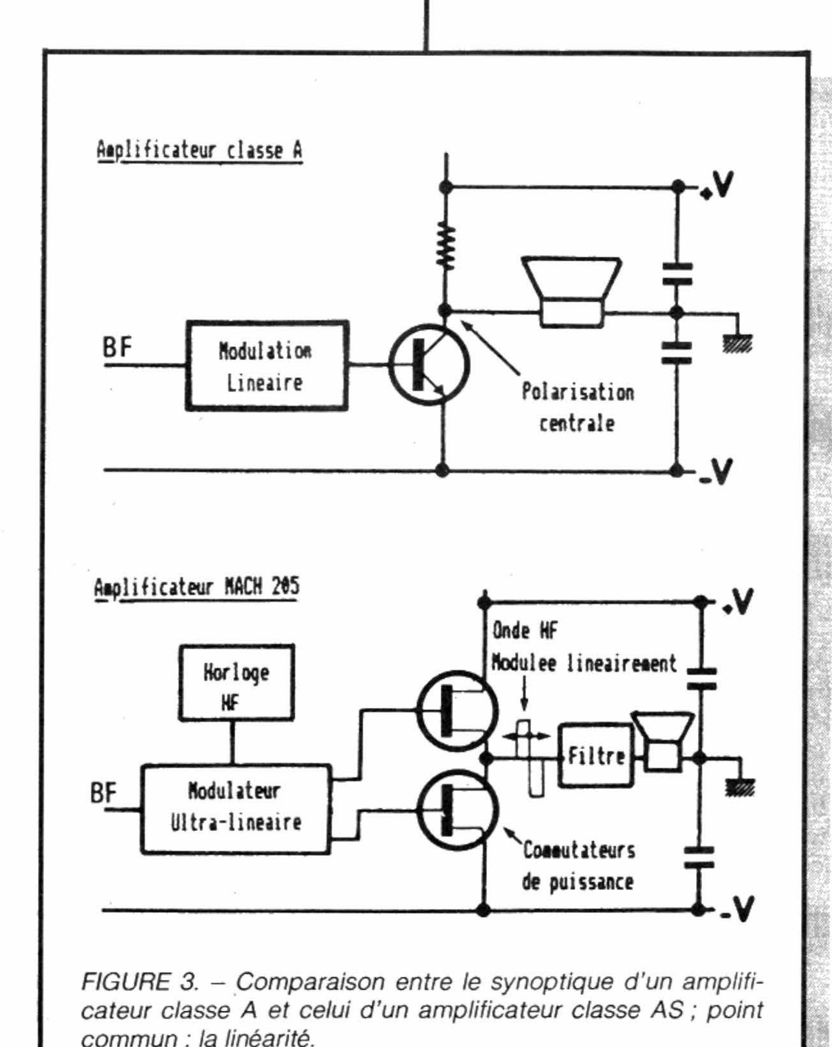


FIGURE 3. – Comparaison entre le synoptique d'un amplificateur classe A et celui d'un amplificateur classe AS ; point commun : la linéarité.

portante des montages classe AB ou B apportant de sévères distorsions que seuls des taux de contre-réaction importants permettent d'estomper. Malheureusement, si la contre-réaction permet d'améliorer le son aux puissances réduites, à l'autre bout de l'échelle, aux fortes puissances donc, se manifeste un nouveau phénomène inhérent à cette contre-réaction : la distorsion d'intermodulation transitoire. Les meilleures réalisations reviennent à ceux qui ont trouvé un bon compromis entre ces maux extrêmes ; toutefois ces réalisations ne sont guère parvenues à donner satisfaction aux « oreilles d'or » qui ne trouvent l'écoute parfaite que dans les amplificateurs de classe A, à la fois volumineux, lourds et gourmands en énergie étant donné leur faible rendement. Avec l'amplificateur à découpage, ou numérique, les deux phénomènes : distorsion aux faibles puissances et DIT aux fortes puissances, deviennent inexistants. En effet, le système étant équilibré autour d'un point de polarisation centre de symétrie grâce, comme il a été dit précédemment, à un rapport cyclique de 50 % de l'onde de découpage, il suffit de moduler l'ensemble linéairement. C'est le rôle du modulateur « ultra-linéaire » (figure 3), véritable cœur du système ayant fait l'objet d'une étude très poussée lors de la conception du « Mach 205 », car c'est de ce circuit que dépend la qualité de l'amplificateur, ainsi doté d'un comportement analogue à celui d'un amplificateur « classe A » vis-à-vis de la charge acoustique.

– Et le « Mach 205 » est encore perfectible ?

– Sans aucun doute. Avec des composants de plus en plus performants, nous devons augmenter le rendement, et encore nous approcher des 100 % théoriques, et aussi parvenir à des fréquences de découpage plus grandes. Tout comme nous pouvons envisager une orientation vers des puissances plus élevées et même, à plus long terme, un couplage direct avec des sources purement numériques. Maurice travaille toutes ces questions, tout comme il a su résoudre les problèmes de protections à l'origine du Mach 205 ».

– Il nous reste une question à aborder, celle de la fiabilité de ce nouveau système.

– Nous n'avons pu faire d'essais à long terme sur le système lui-même, et pour cause : le procédé est trop récent. Mais nous avons pu faire des simulations. Malgré un nombre de composants supérieur à celui des réalisations classiques, la fiabilité de l'amplificateur à découpage apparaît plus grande que ces dernières. En effet, pour celles-ci, les pannes les plus courantes sont dues à des surchauffes, aux cycles thermiques plus importants en écarts de température et aux accrochages HF. Dans notre cas, les calories excédentaires sont peu nombreuses et les deux premiers risques singulièrement réduits. Quant aux accrochages HF, ou aux auto-oscillations, leurs causes ont été parfaitement maîtrisées. La plupart des composants utilisés sont les mêmes que ceux de la logique informatique et, depuis des années, l'expérience prouve que les ordinateurs, tout au moins ceux qui sont bien conçus, tombent très peu souvent en panne...

Quant au prix, compter aux alentours de 20 000 F pour vous procurer, à partir du 2e semestre 1985, le « Mach 205 ». A moins d'attendre qu'une version plus économique, avec alimentation conventionnelle, soit proposée ; ce qui pourrait advenir par la suite, pour compléter le modèle entièrement à découpage. Mais les fanatiques du « son classe A » sauront-ils patienter jusque là ?...

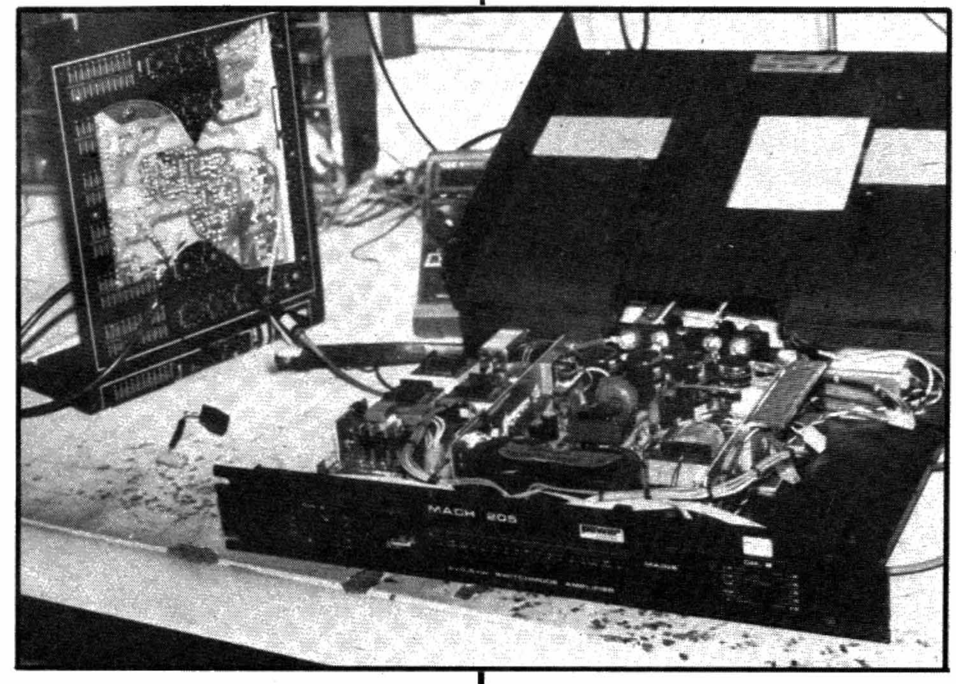
Ch. PANNEL

* Numéro 1708 de septembre 1984 du *Haut-Parleur.*

** Encore appelée PDM : « Pulse Duration Modulation ».

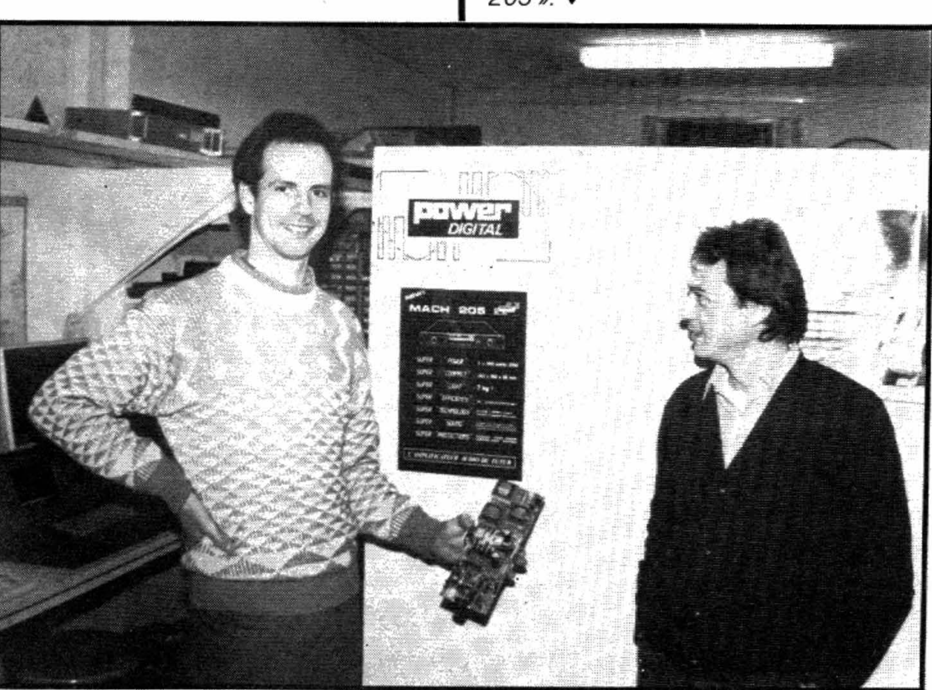
Caractéristiques du « Mach 205 »

- Fonctionnement en classe AS. Rendement 90 %.
- Puissance de sortie : 500 WRMS par canal, les 2 canaux excités.
- Bande passante : 5 Hz à 20 kHz (+ 0, – 0,1 dB).
- Distorsion harmonique totale : 0,1 %
- Distorsion d'intermodulation transitoire : inexistante.
- Temps de commutation des étages de puissance : 15 ns (15 . 10^{-9}s).
- Vitesse de montée à la commutation : 10 000 V/µs.
- Rapport signal/bruit : 100 dB (A).
- Sensibilité d'entrée : 0 dBm (775 mV).
- Protections : contre les courts-circuits, les charges complexes et les surtensions secteur.
- Dimensions : 483 × 65 × 350 mm.
- Poids : 7 kg.



▲ *Un « Mach 205 » à cœur ouvert en cours de mesures.*

Maurice Cour et Claude Roubin, avec un module amplificateur du « Mach 205 ». ▼



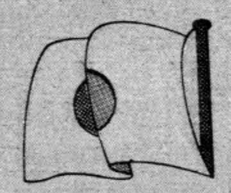
Bibliographie

A propos de l'amplification en puissance, on pourra se reporter à :

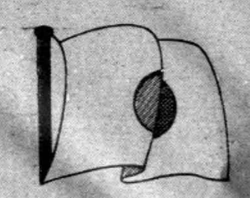
– R. Brault et J.-P. Brault : *Amplificateurs Hi-Fi à transistors.* Editions E.T.S.F. 1978.
– F. Milsant : *Cours d'électronique,* tome 3. Eyrolles éditeur 1976.

Et s'agissant de la modulation par impulsions à :

– M. Sauzade : *Electronique non linéaire.* Dunod éditeur 1969.
– A.-B. Carslon : *Communication systems.* McGraw-Hill 1975.



NOUVELLES DU JAPON



Les visiteurs de la Tsukuba Expo 85 pourront voir le plus grand téléviseur jamais réalisé et filmer leurs souvenirs avec les caméscopes vidéo 8 mm, dont la commercialisation vient de commencer. Ils verront aussi fonctionner la télévision haute densité de demain.

Au Japon, on prépare activement la Science Expo 85, qui aura lieu à Tsukuba de mars à septembre.

Parmi les vedettes de cette exposition, le Jumbotron de Sony dressera son image gigantesque au-dessus des spectateurs. Ce téléviseur de 25 mètres sur 40, 10 000 fois plus grand qu'un appareil de salon, n'utilise évidemment pas un tube habituel, impossible à fabriquer. L'écran du Jumbotron emploie des éléments Trini-Lite inventés par Sony. Chaque élément mesure 8 × 4,5 × 2,5 cm, et émet les trois couleurs primaires (rouge, bleu, vert). Ces éléments Trini-Lite sont regroupés par 24 dans un cube de 40 cm. 6 300 cubes forment le grand écran, donc 150 000 Trini-Lite en tout. L'ensemble est évidemment contrôlé par un ordinateur. Les signaux, numérisés, sont acheminés par l'intermédiaire de fibres optiques jusqu'à chaque élément Trini-Lite.

Sur le Jumbotron, 450 000 points (150 000 × 3 couleurs) émettent donc constamment de la lumière, donnant une image parfaite en plein jour. Mais revenons à l'actualité des matériels qui peuvent entrer dans notre salon.

La guerre des standards (suite)

Finalement, les petits commerçants de Akihabara (quartier de l'électronique à Tokyo) ont peut-être eu le nez creux en bradant les magnétoscopes Beta Format pendant les fêtes de fin d'année. Quelques jours à peine après la présentation du Super Beta et l'annonce du lancement du système vidéo 8 mm (retardé jusqu'en septembre 1985), tout a basculé. Sony est en fin de compte le premier à commercialiser un caméscope vidéo 8 mm sur le marché nippon.

Le Video 8 - CCD-V8 de Sony ne pèse que 1,97 kg (2,3 kg avec batterie et cassette). La caméra est dotée d'un élément CCD ne requérant que 19 lux, d'un zoom X6, avec position macro, viseur électronique et recherche d'image. Des caractéristiques finalement assez proches du NV-M1 que Panasonic vient d'annoncer en Europe. Mis à part que le NV-M1, qui utilise une cassette VHS standard (autonomie d'enregistrement : quatre heures), pèse 2,5 kg (3,15 kg avec batterie et cassette). A vous de juger si une différence de 850 g, à bout de bras, vaut le coup de changer de standard.

L'annonce faite par Sony a évidemment été suivie par celle de Fuji, qui commercialise le caméscope Sony sous sa marque. Pioneer propose un modèle vidéo 8 mm presque similaire, le VX-M70, arguant d'un poids légèrement inférieur (70 g de moins). On s'attend à l'arrivée des caméscopes vidéo 8 mm de Konica, Kyocera, Aiwa et Teac.

Comme il n'est pas de magnétoscope sans cassette, Sony a également commercialisé trois modèles de bandes vidéo 8 mm. Fuji commence la production d'une cassette de 90 mn utilisant une couche magnétique type métal. La même cassette sera vendue sous la marque Polaroid. Un autre grand spécialiste des supports magnétiques, TDK, propose un modèle 30 mn et une cassette métal de 90 mn qui seront aussi commercialisées sous les marques Canon, Kodak et General Electric (aux Etats-Unis).

L'Arlésienne

Si on reparlait du vidéodisque ? Malgré les déclarations souvent contradictoires des différents constructeurs sur la possibilité de commercialisation du vidéodisque en France, on sait que le vidéodisque arrivera un jour ou l'autre dans notre pays. Quelle technologie utilisera-t-il ? Cela dépendra du « résultat des courses ». La première manche a eu lieu sur le marché américain et, de trois systèmes différents, on en est arrivé à deux (exit le Selectavision de RCA). Il ne reste plus en course que le Laservision de Philips-Sony-Pioneer et le VHD de JVC-Matsushita. La seconde manche se joue actuellement au Japon. Pour l'instant, les deux procédés font presque jeu égal.

En 1984, il s'est vendu au Japon 240 000 lecteurs de vidéodisques, soit trois fois plus qu'en 1983. Pour 1985, Pioneer espère vendre 430 000 Laservision ; Sharp escompte commercialiser 400 000 VHD ; quant à JVC et Matsushita, ils annoncent 500 000 VHD pour l'année 1985. En 1984, le clan VHD comptait 13 constructeurs, contre 3 au Japon pour le Laservision (Pioneer, Sony et Teac). Mais début 1985, Hitachi, Denon, Marantz et Sansui ont rejoint le clan Laservision, et Pioneer a dénombré jusqu'à 20 constructeurs capables de fabriquer des lecteurs de vidéodisques à laser.

Du côté des éditeurs de disques, les deux « standards » sont à égalité. Presque 1 200 titres ont été édités en VHD, contre à peine plus (1 250) en lecture laser.

Le disque standard JVC peut aussi être audionumérique (AHD), mais là, le nombre de titres édités reste inexistant face au compact-disc. Les tenants du Laservision ont donc joué finement en proposant des lecteurs à laser compatibles vidéodisques (30 cm) et audiodisques compacts (12 cm). Ces appareils, comme le CLD-9000 de Pioneer, ont remporté un grand succès sur le marché japonais, et Pioneer espère en vendre un grand nombre aux Etats-Unis. Ceux de Sony et Teac viennent tout juste d'être mis sur le marché. Ils seront prochainement rejoints par un modèle similaire de Marantz-Japon.

Les deux adversaires se combattent également sur les possibilités interactives de leurs appareils. Le CLD-9000 de Pioneer peut être utilisé avec un micro-ordinateur MSX. Le VHD-AHD fonctionne avec plusieurs types de micro-ordinateurs. Le JVC HC-6 (MSX) peut piloter aussi bien un vidéodisque VHD qu'un magnétoscope VHS.

Les deux systèmes peuvent également servir de mémoire de masse pour micro-ordinateurs. On sait que le compact-disc atteint 540 Mo de mémoire. Le disque AHD fait beaucoup mieux avec 2,54 Go, soit plus d'un million de pages de texte !

De ces affrontements naîtra peut-être un standard unique de vidéodisque ? Les lecteurs pourront alors déferler sur notre pays. Encore faut-il que les marques françaises, dont les décisions sont prépondérantes sur le marché de la distribution, fassent le bon choix.

Tout dépendra aussi des prévisions de ventes de vidéodisques sur le marché national. Si le pessimisme règne, il nous faudra peut-être attendre la télévision haute définition. On sait en effet que, dans quelques années, il y aura un standard mondial pour la télévision couleur en haute définition (plus de 1 100 lignes au lieu de 625). Dès lors, adieu Secam et tous nos problèmes.

La révolution HD-TV

La télévision haute définition, c'est ce pour quoi milite NHK, la Japan Broadcasting Corporation, en compagnie de dix-huit fabricants et du gouvernement japonais. Son système MUSE procure une image télévisée de 1 125 lignes horizontales : une image couleur meilleure que celle d'un film cinéma en 35 mm. La haute résolution nécessite un canon à électrons capable de concentrer le flux d'électrons sur une surface moitié moins importante que le « spot » conventionnel. La grille

BLOC-NOTES

NOUVELLES DU JAPON *(suite)*

de l'écran doit posséder des trous de 0,2 à 0,25 mm (0,5 mm actuellement). Pour l'instant, certains fabricants de téléviseurs ont présenté des récepteurs grand format, en haute définition de 40 pouces de diagonale (1 mètre !). La TV-HD relance également les vidéoprojecteurs : on obtient une image d'excellente qualité avec des écrans de 100 pouces de diagonale (2,5 m !). Ces petites merveilles seront exposées à la Science Expo 85 de Tsukuba à partir du mois de mars. Incompatible avec les standards de télévision actuels (Pal, Secam, NTSC), la TV-HD attend que tous les gouvernements et fabricants s'entendent sur un standard. Il ne restera plus, ensuite, qu'à développer les indispensables périphériques : magnétoscopes haute définition, etc. De quoi vous entretenir dans cette rubrique pendant encore longtemps.

Pierre LABÉŸ

RECTIFICATIF... RECTIFICATIF... RECTIFICATIF...

UNE ALARME A MICROPROCESSEURS N° 1711-1712

Dans cet article, plusieurs erreurs ont été commises. Nous vous prions de bien vouloir nous en excuser. Il s'agit :

– Figure 5, n° 1712 : le circuit imprimé du détecteur à ultrasons est représenté à l'envers.

– Figure 2, n° 1711 : le relais est mal câblé. Il faut relier les pattes 2 à 7 avec un morceau de fil souple.

La valeur des composants est :

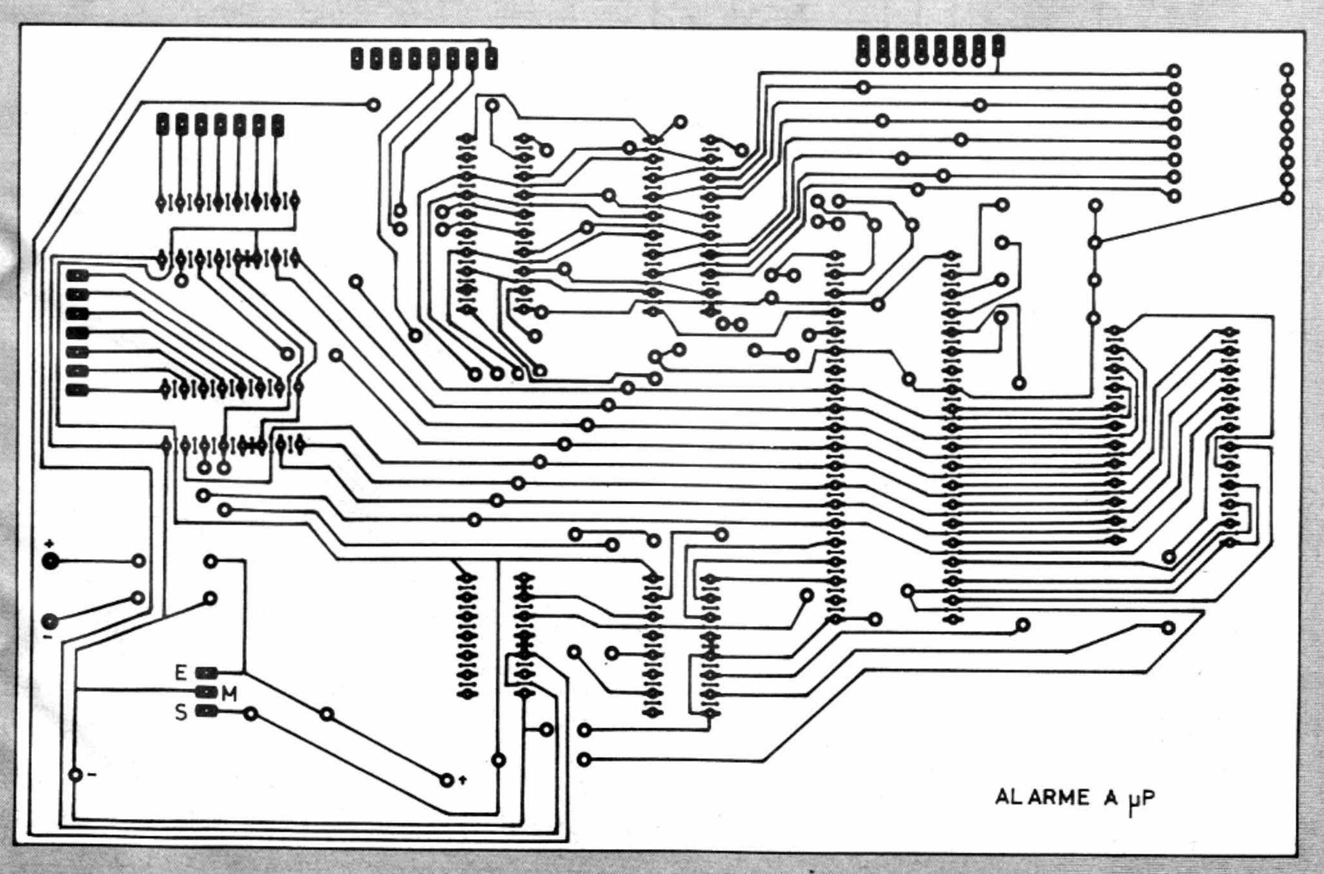
$R_1 = R_2 = R_3 = R_6 = R_7 = R_8 = 1$ kΩ
$R_4 = 220$ kΩ
$R_5 = 330$ kΩ
$C_1 = 100$ nF
$C_2 = 1\ \mu F / 16$ V
$T_1 = T_2 = T_3 = T_4 = T_5 =$ 2N2222
IC_1 = NE555
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4 =$ 1N4001
Relais : Celduc en boîtier DIL, réf. D31C5110, ou Gentech, réf. 831C-4.

– Un nouveau circuit simple face vous est proposé ci-dessous en remplacement du circuit double face de la carte alarme. Pour ceux qui souhaitent conserver l'ancienne carte, le point commun des résistances R_5 à R_{12} est à relier au + 5 V par un fil souple.

Pour cette nouvelle implantation, on n'oubliera pas les quatre straps en fil souple côté cuivre (ou côté composants) avant de souder les supports de circuits intégrés. On soudera ensuite les straps rigides, côté composants.

Valeur des composants :

IC_1 : microprocesseur Motorola MC 6802
IC_2 : Eprom 2716
IC_3 : 74 LS 138
IC_4 : 74 LS 00
IC_5 : 4511
IC_6 : 4511
IC_7 : 74374
IC_8 : 74374
IC_9 : 7805 - régulateur de choc
$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 10$ kΩ
$R_5 = 3,3$ kΩ
$R_6 = R_7 = R_8 = R_9 = R_{10} = R_{11} = R_{12} = 47$ kΩ
$C_1 = C_2 = 27$ pF
$C_3 = 10\ \mu F / 16$ V
$C_4 = 470\ \mu F / 16$ V
$C_5 = 100$ nF
$D_3 = D_4 =$ au choix 1N4001 à 1N4004
Q = quartz 4 MHz



BLOC-NOTES

RECTIFICATIF... RECTIFICATIF... RECTIFICATIF...

BOOSTER TRIPHONIQUE N° 1712

La valeur des condensateurs C_7 et C_8 est respectivement 1 000 µF/ 16 V et 100 nF.

Les résistances R_{13} et R_{14} sont toutes deux des 100 kΩ.



ADAPTATION ET REALISATION DE CLAVIERS N° 1713 de février 1985

Dans les tableaux qui illustrent cet article, un certain nombre de signes (accent grave, accent circonflexe, tréma, apostrophe, barre oblique) ont été omis. Nous vous prions de bien vouloir nous en excuser. Pour compléter ces tableaux, il faut ajouter :

Figure 2, page 136 :
Case 5/E → ^ (accent circonflexe)
Case 5/C → / (barre oblique)
Case 7/C → | (symbole pour traits verticaux)
Case 6/0 → ` (accent grave)
Case 2/6 → lire &.

Remarque : Case 5/F → il s'agit du symbole « souligné » et non « moins », lequel est en 2D.

Dans le N.B. de cette même figure 2, il manque :
/ (barre oblique) correspondant à ç
| (traits verticaux) correspondant à ù
¨ (tréma) correspondant à ~

Dans la ligne caractères américains, les signes { } ont été inversés : à é correspond {, et à è correspond }.

Figure 7, page 140 :
Case 3/N-7 → il manque ` (accent grave)
Case 7/S-9 → il manque ¨ (tréma)
Case 7/N-9 → il manque ^ (accent circonflexe.

Figure 13, page 144 :
Case 5-2, il manque en haut ¨ (tréma) ; en bas, ^ (accent circonflexe)
Case 6-2, il manque en bas ` (accent grave)
Case 6-6, il manque en bas ´ (apostrophe)

Figure 15, page 145 :
4e colonne
1C FS, il manque / (barre oblique)
1E RS, il manque ^ (accent circonflexe).

REALISER UN MINI GENERATEUR AUDIOFREQUENCES 20 Hz~20 kHz

Les laboratoires, qu'ils soient petits ou grands, ont toujours besoin d'un générateur, nous dirons même de plusieurs, car, comme nous avons une expérience certaine dans les mesures audio, nous pensons qu'il est toujours préférable de disposer de plusieurs générateurs plutôt que d'en avoir un seul dont les performances souffrent presque toujours d'un compromis entre différents paramètres : stabilité d'amplitude, stabilité de fréquence, formes d'onde, distorsion, niveau de sortie, etc.
Celui que nous vous proposons de réaliser ici est autonome et s'alimente avec une simple pile de 9 V. Ses performances, vous les découvrirez un petit peu plus loin, mais, pour vous allécher, nous pouvons déjà vous préciser :
– que le taux de distorsion ne dépasse pas 0,04 % entre 20 Hz et 20 kHz, le niveau de sortie varie légèrement mais dans des proportions fort raisonnables ;
– que ce générateur a été réalisé uniquement avec des composants classiques, tellement même, que nous les qualifierons de fonds de tiroirs ;
– enfin, nous vous avouerons que nous avons même été très surpris par les performances qu'il nous a été possible d'atteindre avec ce générateur.

Générer une sinusoïde

Il existe plusieurs techniques qui permettent d'obtenir des sinusoïdes :
– Lorsqu'on souhaite obtenir un signal d'amplitude parfaitement constante, on fait appel à la transformation de la forme d'une onde qui passe du triangle à la sinusoïde. Pour ce faire, on utilise :
– soit un circuit non linéaire d'écrêtage contrôlé et progressif, ce circuit utilise des diodes polarisées à des tensions différentes qui entrent en service les unes après les autres ;
– soit un circuit non linéaire, basé sur des transistors dont on fait varier le courant d'émetteur de telle sorte que le transistor s'approche du cut-off lorsque la pointe de la dent de scie arrive. Ces techniques conduisent à une excellente stabilité d'amplitude, mais ne permettent pas de bénéficier d'un taux de distorsion réduit. Ce taux est de l'ordre de 0,5 % et peut descendre un peu en dessous, mais, si l'on a besoin d'un taux plus faible, il faudra utiliser d'autres techniques.
– Ces techniques font appel à des circuits R.C. sélectifs : circuits à déphasage, circuit en T ponté ou double T.

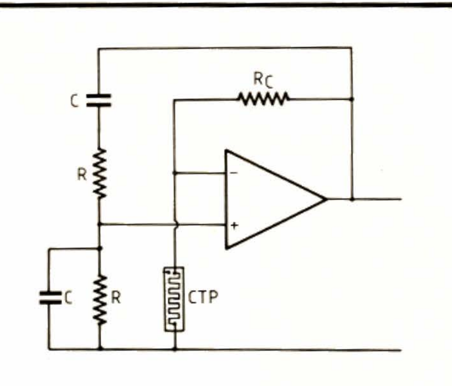


FIGURE 1. – Schéma de principe du générateur R.C. à pont de Wien.

Le circuit le plus utilisé, et que nous avons utilisé ici, est le pont de Wien.

Le montage que nous proposons est en fait une extrapolation des circuits à lampes, puis à transistors, utilisés depuis déjà de nombreuses années. Notre principal travail a été de l'adapter aux circuits intégrés, et c'est le choix de ces circuits qui, on le verra, nous a permis d'obtenir des performances intéressantes.

Le schéma de principe

La figure 1 donne le schéma de principe du générateur. On reconnaîtra la structure en pont de Wien constituée de deux branches : une branche réactive, reliée à l'entrée non inverseuse de l'amplificateur opérationnel, et une branche résistive, reliée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur. D'un côté, nous aurons une boucle de réaction sélective : la réaction a lieu pour une fré-

quence définie par les éléments R et C suivant la relation :

$$F_0 = 1/2\,\pi\,R\,C$$

si les deux résistances et les deux condensateurs ont respectivement la même valeur.

Dans la boucle de contre-réaction, nous avons un élément dont le comportement dépend de la température. Cet élément non linéaire permet de réguler le niveau de sortie du signal. Lorsque l'amplitude du signal de sortie est faible, la résistance CTP (à coefficient de température positif) présente une résistance faible, étant donné qu'elle ne chauffe pas ou très peu. Résistance faible = contre-réaction faible et gain important. Le montage se met à osciller.

La tension de sortie va augmenter, ce qui fera chauffer la résistance dont la valeur augmentera. La contre-réaction augmentera et on observera un phénomène de régulation de l'amplitude.

La constante de temps thermique de l'élément de compensation jouera un rôle non négligeable dans le comportement de l'oscillateur. comme il met un « certain temps » à réagir, l'amplitude de l'oscillation aura le temps de prendre une certaine valeur avant que la résistance ait assez baissé. Par conséquent, on observera une suroscillation de l'amplitude moyenne du signal. Ce phénomène d'oscillation d'amplitude (cela revient à une modulation d'amplitude de la sinusoïde à très basse fréquence) peut s'accentuer et on observera alors un phénomène de « pompage » identique à celui existant dans certains asservissements.

Le schéma pratique

Ce schéma est sensiblement plus complexe que le précédent. Il se compose de deux parties : un oscillateur et un étage de polarisation qui sert, en réalité, à créer un point milieu.

La sélection de gamme s'opère à partir de deux commutateurs à trois positions et de deux circuits :

- la première gamme couvre de 15 Hz à 200 Hz ;
- la seconde de 150 Hz à 2 kHz ;
- la dernière va de 1 500 Hz à 20 kHz.

Le réglage fin de la fréquence est assuré par un potentiomètre double dont les deux éléments changent de valeur en même temps. Ce potentiomètre est monté en résistance variable, une résistance de butée permet de choisir la plage de variation. Nous avons installé en parallèle sur la résistance de butée de 8,2 kΩ une résistance permettant d'obtenir la plage souhaitée ; il va de soi que l'on peut remplacer une résistance de 8,2 kΩ en parallèle sur 82 kΩ par une résistance de 7,5 kΩ, valeur normalisée mais que l'on ne trouvera pas partout...

Nous n'avons pas cherché à apparier les condensateurs ni à prendre un potentiomètre de précision, le choix de composants rigoureusement identiques permet de bénéficier d'un niveau de sortie pratiquement constant quelle que soit la fréquence ; de même, l'adoption de condensateurs de précision servira à assurer un étalonnage d'excellente qualité et un bon recouvrement entre les gammes. Rien ne vous empêche d'utiliser un potentiomètre de haute précision. Nous avons voulu concevoir un générateur relativement bon marché et pensons avoir obtenu un excellent compromis entre le prix et les performances.

Pour la stabilisation d'amplitude, nous utilisons une ampoule de 24 V/20 mA, ampoule de type « téléphone » que l'on peut se procurer facilement, le choix de cette tension de service et de cette intensité (on trouve beaucoup de types de lampes 20 mA, de 6 à 60 V) permet de faire travailler le filament à une température assez importante pour que la température ambiante ne joue pas trop sur l'amplitude du signal.

L'amplitude de l'onde de sortie est ajustée par le potentiomètre P_3, il s'agit d'un potentiomètre ajustable qui règle le taux de contre-réaction.

En parallèle sur ce potentiomètre, nous avons introduit un réseau de diodes montées tête-bêche et constituant un écrêteur. Ce réseau ajoute un circuit de contre-réaction non linéaire qui limite l'amplitude crête à crête du signal de sortie. Il intervient comme la butée d'une suspension et évite de trop dépasser la tension prescrite. L'intérêt

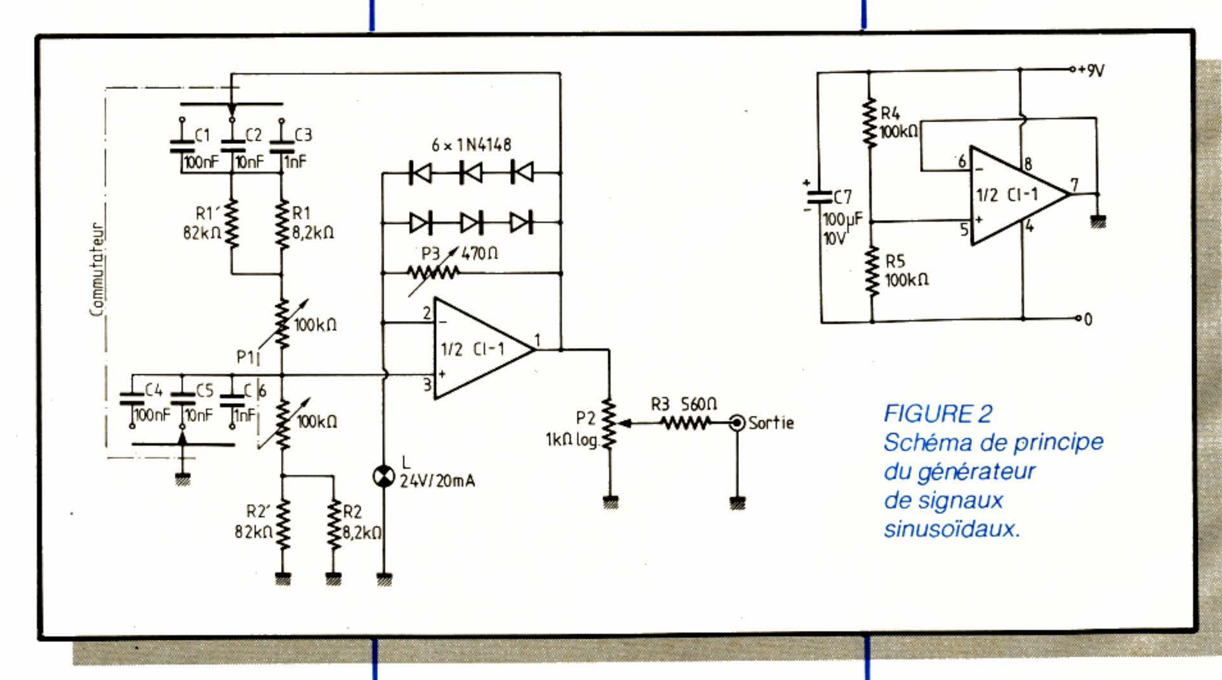


FIGURE 2
Schéma de principe du générateur de signaux sinusoïdaux.

d'un tel réseau est d'accélérer l'amortissement de l'onde et d'éviter le pompage. Ce réseau est d'une réelle efficacité, il évite absolument tout pompage et, contrairement à ce que l'on pourrait penser, il n'introduit aucune distorsion. En effet, il n'est là que comme « garde-fou » ; pour une amplitude normale de l'oscillation, il n'intervient pas ou très peu. Tout au plus peut-on remarquer le rang de l'harmonique ; sans ce réseau, la distorsion est due à la seconde harmonique ; avec le réseau, on trouve de l'harmonique 3 qui est d'ailleurs plus facile à éliminer que la 2, plus proche du fondamental.

La sortie se fait par un potentiomètre de 1 000 Ω qui charge directement cette sortie, une résistance série évite au circuit intégré d'avoir à supporter un court-circuit. On peut donc court-circuiter la sortie sans risque de problème ; de même, on pourra charger le générateur sur son impédance de sortie sans trop augmenter le taux de distorsion.

Le réseau de contre-réaction non linéaire est prévu pour une tension de sortie de 0,775 V, soit 0 dBm.

La section du bas permet de créer un point milieu ; l'alimentation est confiée à une pile de 9 V, le réseau R_4/R_5 polarise l'entrée non inverseuse d'un circuit intégré monté en suiveur. Solution simple, efficace, qui permet de bénéficier d'une impédance très basse au point milieu, un point milieu solidement verrouillé entre les pôles négatifs et positifs de l'alimentation. Nous n'avons pas mis ici de condensateur de liaison en série avec la sortie, nous avons noté la présence, potentiomètre à fond, d'une tension de 13 mV imputable à l'absence de compensation de courant d'entrée ; elle n'est pas gênante dans beaucoup d'applications. En cas de besoin, on pourra introduire un condensateur de 470 µF/6,3 V en série entre la sortie du circuit intégré et le potentiomètre de niveau. Ce dernier sera de préférence logarithmique pour les applications audio, on pourra aussi installer un atténuateur à décade, c'est du raffinement !

Alimentation par pile ? Vous allez peut-être trouver que nous y allons fort ! En fait, notre montage ne consomme que 7,5 mA, ce qui nous donne, avec une pile alcaline, une autonomie de plus de 60 heures. Bien sûr, si vous oubliez d'arrêter votre généra-

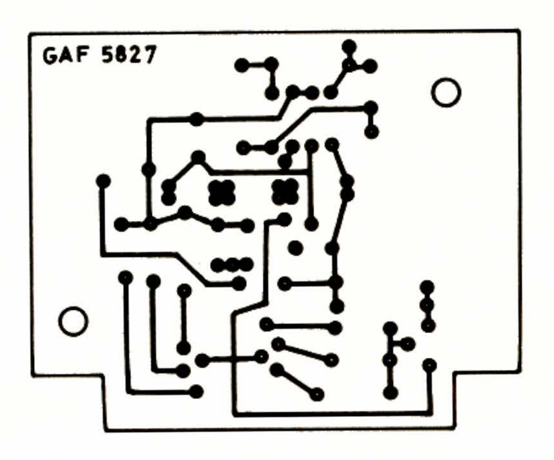


FIGURE 3
Le circuit imprimé (échelle 1).

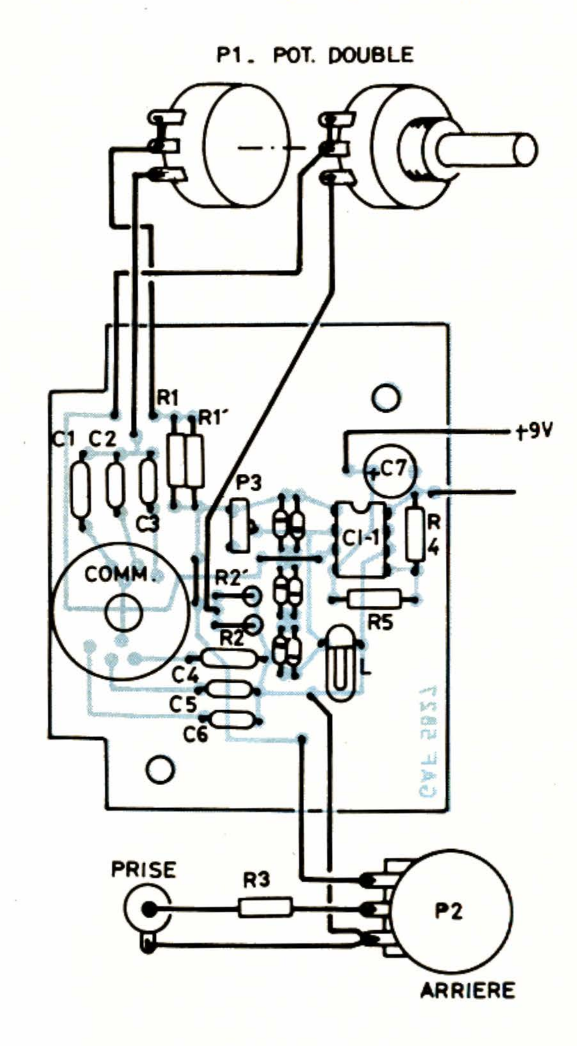


FIGURE 4
Implantation des composants.

teur... A ce propos, une petite diode électroluminescente en série avec une résistance de 2 200 Ω, le tout alimenté par la pile derrière l'interrupteur, vous rappellera que le générateur est sous tension...

Réalisation

Le générateur a été réalisé dans un coffret MMP à compartiment à pile, il coûte environ 30 F T.T.C. et bénéficie d'une façade en aluminium. Les jeux de contacts fournis permettent de brancher soit une pile de 9 V, soit deux éléments de 3 V. C'est pratique ! Le seul inconvénient du boîtier est que la matière plastique qui le constitue n'arrête pas les rayonnements électromagnétiques, ce qui oblige à installer une feuille de blindage à l'intérieur du coffret et reliée à la masse du montage (plomb adhésif, par exemple, ou fer blanc mince).

Le circuit imprimé (fig. 3) a été conçu pour ce coffret, des encoches laissent le passage des pions internes.

Le potentiomètre, la prise de sortie, l'interrupteur et la résistance R_3 seront montés en façade.

Le potentiomètre P_1, potentiomètre d'accord, est un modèle double de chez Radiohm (on peut encore en trouver) ; une adaptation sera peut-être nécessaire avec un potentiomètre d'une autre marque. Le commutateur est de marque Jeanrenaud, pour circuit imprimé. Deux trous seront pratiqués dans le boîtier pour laisser le passage aux systèmes de réglage de la fréquence.

Ce circuit imprimé servira de base pour la réalisation. Il va de soi qu'on l'adaptera à ses propres exigences, à sa compétence (ne vous surestimez pas !) et à la taille du boîtier qui conviendra à cette application. Compte tenu de l'autonomie de l'appareil, rien n'empêche l'installation dans un coffret plus grand et surtout métallique, il permettra de résoudre le problème du blindage. Les composants (assez serrés sur notre implantation) seront mis en place, on respectera le sens de branchement du circuit intégré et du condensateur chimique.

La lampe sera soudée (on peut souder directement les parties métalliques) ; on évitera, ce qui se fait assez facilement pourtant, de démonter l'ampoule, les sorties de la lampe devenant alors difficiles à souder.

Le circuit intégré

Pour réaliser ce générateur, il faut un circuit intégré amplificateur opérationnel double. Plusieurs modèles peuvent être utilisés. Ils donnent des résultats très proches aux fréquences moyennes et basses, mais leur distorsion change aux fréquences hautes. Pour bénéficier d'une très bonne distorsion à fréquence haute, on utilisera un NE 5532, plus cher que beaucoup d'autres, mais très performant. Sinon, un RC 4558, un RC 2041, un LM 353 ou un TL 072 feront l'affaire.

Essais

Le montage consomme environ 7 à 8 mA. La tension de sortie, mesurée par rapport à la masse (et non sur le pôle négatif de l'alimentation) devra, en continu (voltmètre numérique ou contrôleur universel), être voisine de zéro. Un oscilloscope sera utile pour le réglage du niveau de sortie. Le potentiomètre P_3, seul élément à ajuster du montage, servira à régler l'amplitude du signal, résistance au minimum. La contre-réaction est maximale et le montage n'oscille pas. On commencera donc soit d'un côté du potentiomètre, soit de l'autre, on ne s'étonnera ni de la distorsion ni d'une éventuelle absence de signal. Nous avons trouvé, sur notre générateur une valeur de 325 Ω pour P_3 (à la limite, on pourrait remplacer P_3 par une résistance de 330 Ω).

La tension de fonctionnement minimale de ce générateur est de l'ordre de 6 V. Elle pourra dépendre du circuit intégré utilisé.

Mesures

Nous avons mesuré notre générateur pour vous prouver que l'on pouvait obtenir de bonnes performances sans trop investir. La première plage couvre de 13 Hz à 211 Hz, la seconde de 129 Hz à 2 126 Hz, et la dernière de 1 281 Hz à 20 870 Hz. On voit ici que les fréquences extrêmes sont pratiquement identiques aux coefficients multiplicateurs près.

Nous avons mesuré le taux de distorsion harmonique pour les trois gammes, les fréquences sont indiquées dans un tableau, la mesure aux fréquences extrêmes a été effectuée sur deux gammes ; les résultats étant identiques, nous ne vous donnerons qu'une seule valeur. Ce tableau vous donne également le niveau de sortie : on constate des variations de niveau que nous

Fréquence	20 Hz	100 Hz	200 Hz	500 Hz	1 kHz	2 kHz	5 kHz	10 kHz	20 kHz
Niveau gamme 1	– 0,7 dBm	0 dBm	– 0,5 dBm						
Niveau gamme 2			0 dBm	0 dBm	+ 0,5 dBm	– 0,5 dBm			
Niveau gamme 3						– 1 dBm	– 1 dBm	– 0,8 dBm	– 2,5 dBm
Dist. (%) gamme 1	0,04 %	0,025 %	< 0,02 %						
Dist. (%) gamme 2			< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %			
Dist. (%) gamme 3						< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %	< 0,02 %

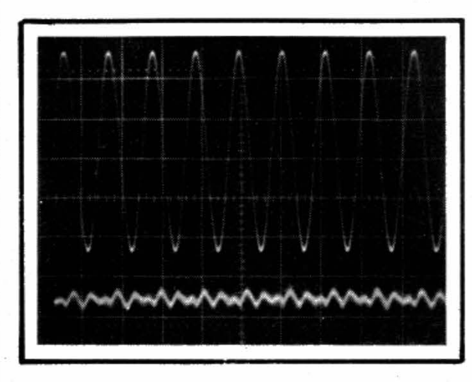
Tableau des niveaux de sortie et des distorsions relevées sur le générateur.

n'avons d'ailleurs pas cherché à compenser.

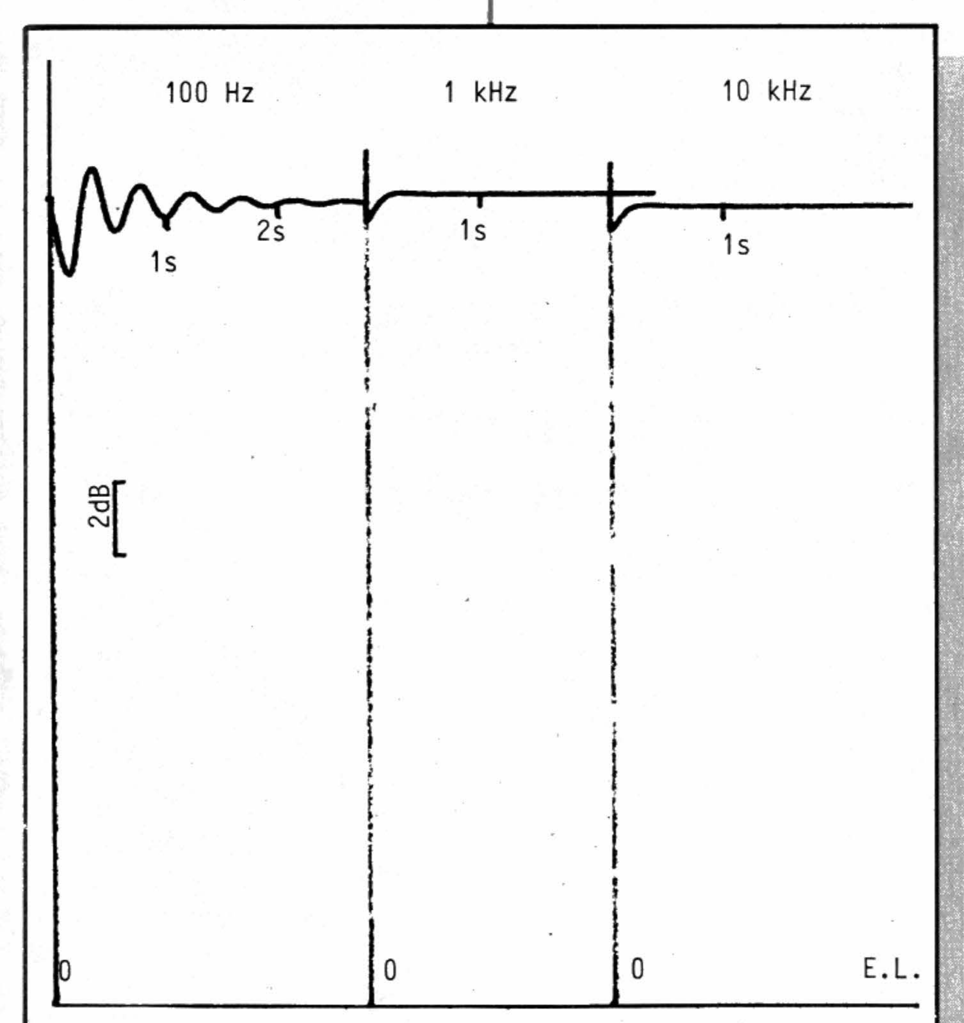
On remarque que les taux de distorsion harmonique sont très faibles, n'oublions pas la simplicité des moyens engagés.

On peut d'ailleurs réduire encore le taux de distorsion mais en utilisant une tension d'alimentation plus élevée. La tension de sortie varie d'une gamme à l'autre, ce qui est normal ; les écarts nous satisfont.

Nous avons également pris notre traceur de courbes pour vous donner une idée du temps de stabilisation de l'amplitude du signal. On constate, à très basse fréquence, un temps nettement plus important qu'à 1 000 Hz ou 1 kHz, où la stabilisation est extrêmement rapide. On constate aussi un dépassement, puis une stabilisation sans nouveau dépassement. Ce générateur sera donc, en principe, facile à utiliser.



En haut, l'onde sinusoïdale de sortie du générateur. En bas, nous avons le résidu de distorsion où le bruit se mélange à une distorsion d'ordre 3. L'onde sinusoïdale a une amplitude de 0,775 V, la distorsion est inférieure à 0,02 %.



Courbes montrant le temps de stabilisation du générateur pour trois fréquences.

La distorsion harmonique augmente très peu lorsqu'on charge la sortie sur 600 Ω, la tension de sortie chute d'environ 6 dB, ce qui confirme les théories...

Conclusions

Un générateur AF peut être fort simple comme vous pouvez le constater. Nous n'avons pas voulu, il est vrai, monter trop haut en fréquence. Nous aurions, sans aucun doute, observé une remontée du taux de distorsion ! Ce générateur rendra de grands services au labo, sur le terrain, en sonorisation ou chez un client pour un dépannage.

E. LEMERY

Liste des composants

Résistances 5 % 1/4 W :
R_1, R_2 : 8,2 kΩ
R'_1, R'_2 : 82 kΩ
R_3 : 560 Ω
R_4, R_5 : 100 kΩ

Condensateurs :
C_1, C_4 : 100 nF MKH 10 mm, Siemens
C_2, C_5 : 10 nF MKH 7,5 mm, Siemens
C_3, C_6 : 1 nF MKH 7,5 mm, Siemens
C_7 : chimique 100 µF 10 V

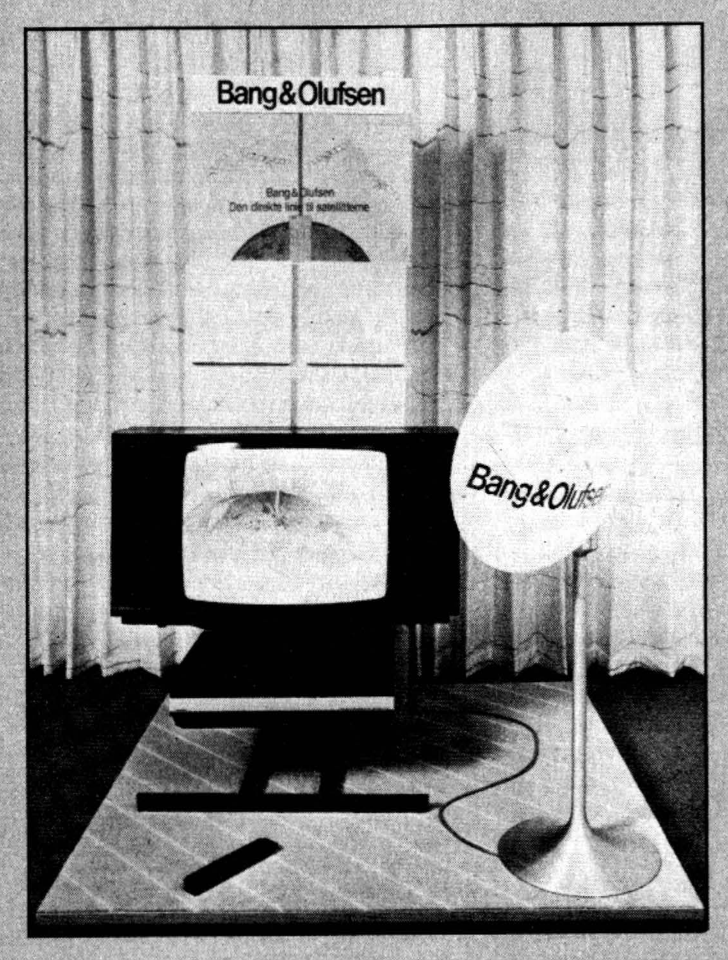
D_1, D_6 : diodes 1N4148
L : ampoule « téléphone » 24 V, 20 mA

Potentiomètres :
P_1 : double 100 kΩ linéaire
P_2 : simple 1 kΩ, log de préférence
P_3 : ajustable 470 Ω, cermet ou carbone

CI_1 : circuit intégré, par ordre de préférence : NE 5532, RC 2041, RC 4559, RC 4558, TL 072, LM 353
Prise RCA, boîtier, commutateur 2C.3 P pour circuit imprimé (petit), boutons, circuit imprimé.

BLOC-NOTES

BANG & OLUFSEN ET LES SATELLITES



Présentation, en avant-première au « Festival Son et Image Vidéo », des nouveaux produits Bang & Olufsen : tête de liste, les téléviseurs à écran de 56 cm (7802) et 66 cm (8902), stéréophoniques avec décodeur Antiope en option et possibilité de réception multistandard (PAL/ Secam/ NTSC). Toutefois, l'innovation principale réside dans l'adaptation de ces téléviseurs à la réception des satellites ; extrapolation sur l'avenir, dans la mesure où, en 1986, tous les habitants de France, de Grande-Bretagne, de RFA et du Luxembourg seront à même de recevoir les émissions de télévision directe des satellites géostationnaires de ces pays, lesquels ont planifié pour l'an prochain le lancement de tels satellites.

Ces satellites émettront des films, des shows, du sport, des programmes culturels... directement aux téléspectateurs de leur zone de réception.

Capter les satellites ne dépendra que des antennes (adéquates) et de bonnes conditions de décodage. Un des problèmes qui se posera alors sera, pour le téléspectateur, de parvenir à recevoir dans des conditions optimales les signaux de satellites placés en des positions différentes sur l'orbite géostationnaire. Et c'est là qu'intervient la philosophie Bang & Olufsen.

La firme danoise, qui depuis longtemps développe ses produits dans l'optique du futur, a intégré à la télécommande de ses téléviseurs – télécommande qui permet déjà de contrôler TVC, magnétoscope et décodeur Antiope – les circuits nécessaires au positionnement de l'antenne paraboloïde de réception. Celle-ci, équipée d'un servomoteur, et suivie d'un convertisseur rendant le signal compatible avec les téléviseurs actuels, permettra au téléspectateur, grâce à la télécommande « Beovision Video Terminal » de recevoir au mieux les émissions par satellite. Pour ce faire, Bang & Olufsen a développé un convertisseur doté d'une mémoire approvisionnée par la télécommande. Les données précisant la position du satellite et ses caractéristiques radioélectriques sont accessibles, modifiables et mémorisables par l'intermédiaire du « Beovision Video Terminal » : azimut, polarisation (droite ou gauche), fréquence (4 GHz, 11 et 12 MHz), numéro du canal d'émission et système de transmission du son apparaissent sur l'écran du TVC !

Le système permet la mémorisation de jusqu'à 40 satellites, l'azimut est réglable de 0 à 360 degrés, l'élévation de 0 à 65 degrés, la polarisation, les canaux de 0 à 99 et la possibilité de choisir entre 15 modes de transmission du son.

L'accès au mode satellite se fait par simple pression d'un mot clé : par exemple, le mot clé TV 0, et, ensuite, le numéro du satellite choisi : 1 à 40.

Par simple pression de la touche TEXT, le « menu » apparaît, permettant d'introduire (ou de modifier) tout ou partie des variables explicitées ci-dessus.

S'agissant des autres produits, Bang & Olufsen présentait les enceintes acoustiques de la gamme « Red Line », des diffuseurs ultra-plats dotés d'un rendement (92 dB/ 1 W/ 1 m) que l'on peut qualifier d'intéressant, le magnétoscope VHS-Hi-Fi (dont nous vous avons entretenu dans notre numéro de février) et annonçait, pour juin 1985, les lecteurs CD tant attendus par tous les beophiles et qui – enfin ! – font leur apparition sur le marché français.

Rendez-vous au Festival en mars pour apprécier, *de visu*, cette évolution vers l'avenir.



MESUCORA - PHYSIQUE 85

La 9ᵉ exposition internationale Mesucora 85 se tiendra conjointement à la 72ᵉ exposition de physique, du 2 au 6 décembre 1985, au Parc des Expositions de la Porte de Versailles (et en même temps que « Elec 85 »). Parmi les innovations 1985, on remarque l'élargissement de la nomenclature des matériels exposés (112 familles de plus qu'en 1982, soit 718 au total), permettant aux nouvelles techniques d'informatique industrielle, d'automatique et de conduite des processus d'être très largement représentées. Une nouvelle section de « Contrôle non destructif » viendra prendre place à côté de la section « Mesure dimensionnelle » reconduite. Cette année encore, le congrès Mesucora (qui a accueilli 745 congressistes en 1982) se tiendra dans le cadre de Mesucora 85. L'organisation scientifique a été confiée à un certain nombre d'associations scientifiques et techniques spécialisées qui sont garantes de l'intérêt des communications sélectionnées.

Rappelons que Mesucora - Physique 82 a connu une affluence record : 66 613 visiteurs, dont 6 158 internationaux en provenance de 95 pays (12,6 % d'augmentation par rapport à 1979) et 1 397 exposants (dont 775 étrangers).

Renseignements : SEPIC/Mesucora 85, 17, rue d'Uzès, 75002 Paris. Tél. : (1) 233.88.77.

INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

LES BASCULES ELECTRONIQUES (RSH, D, JK et T)

En résumé : pour éviter l'indétermination, on peut ajouter des opérateurs logiques à la bascule RS et créer alors des priorités pour sa commande.
Cette bascule de base peut être également équipée d'un circuit de validation et devient ainsi du type « RS synchrone », ou bascule RSH.
De même, par l'adjonction d'un seul inverseur entre ses deux entrées, elle se transforme en bascule de type D, résolvant définitivement le fameux problème de l'indétermination.
Il en est de même pour la bascule JK, dont J est la commande de l'état travail, et K celle de l'état repos. La majorité des bascules JK intégrées sont du type « maître-esclave », dont le fonctionnement est basé sur la différence de seuil des deux étages, maître et esclave. La bascule T ne possède qu'une seule entrée et opère un basculement à chaque impulsion reçue. Par quelques modifications de son câblage externe, une bascule JK se transforme en type T ou D.

Les priorités

A titre d'exercice, nous avions proposé le mois dernier des schémas comportant des bascules RS associées à des opérateurs ET et INVERSION. Ces schémas étaient accompagnés des signaux A et B, (fig. 1-a) et il s'agissait de trouver le signal Q de sortie. Les bascules en question, étant réalisées avec des opérateurs NOR, réagissaient donc aux impulsions positives appliquées sur leurs entrées. En regardant bien les signaux A et B on pouvait voir qu'à certains moments ils étaient tous les deux positifs, donc posant le problème d'indétermination s'ils étaient appliqués directement à la bascule.

Appliquons d'abord ces signaux directement à la bascule (fig. 1-b), nous voyons que la sortie Q, initialement au niveau zéro, prend le niveau 1 dès l'apparition de l'impulsion n° 1. La bascule reste dans cet état jusqu'à ce que l'entrée R reçoive à son tour un signal positif (impulsion n° 4). Il y a rebasculement pour l'impulsion n° 2, mais dès qu'apparaît la n° 5, il y a indétermination, indiquée par la zone hachurée X. Il en est de même lorsqu'apparaissent en même temps les impulsions 6 et 2.

Avec le schéma de la figure 1-c, nous voyons que cette indétermination disparaît. En effet, grâce à l'inverseur du schéma, lorsqu'arrive un signal positif en S et en R (impulsions 2 et 5), l'opérateur ET reçoit d'une part un zéro (sortie de l'inverseur) et un 1 (signal B), l'entrée R est au niveau bas et la bascule se trouve attaquée correctement puisqu'il n'y a plus d'indétermination. Les zones hachurées X et Y disparaissent, la tension Q est déterminée par le signal injecté en S. On dit qu'il y a **priorité de S.**

En refaisant le raisonnement pour le schéma suivant (fig. 1-d), l'indétermination a également disparu, mais ici il y a **priorité de R.** La sortie Q est au niveau bas lorsque A et B sont simultanément positifs.

Que sera le signal Q pour le dernier schéma ? Aux moments critiques de l'indétermination, Q reste au niveau auquel il était précédemment. Il était au niveau un avant l'impulsion n° 5, il reste alors à ce niveau lorsqu'arrive celle-ci. Même constatation quand apparaît l'impulsion n° 3, Q reste au niveau bas et ne rebasculera qu'à la deuxième moitié de cette impulsion.

Bascule D

Cette bascule permet de se débarrasser sans problème du cas fâcheux de l'indétermination.

Un inverseur est tout simplement inséré entre les entrées S et R de telle manière que si S = 1, on a R = 0 et inversement. De la sorte on ne peut avoir ni S = R = 1, ni S = R = 0.

Ceci est le principe de la bascule D (fig. 2-a).

L'entrée D de cette bascule correspond à l'entrée S de la bascule RS. On se sert alors de la table de vérité de la RS pour établir celle de la bascule D (fig. 2-b).

Le même résultat pourrait évidemment être atteint avec une bascule RS équipée de 2 NAND.

Nous pouvons également concevoir une bascule D avec un circuit de validation (fig. 3).

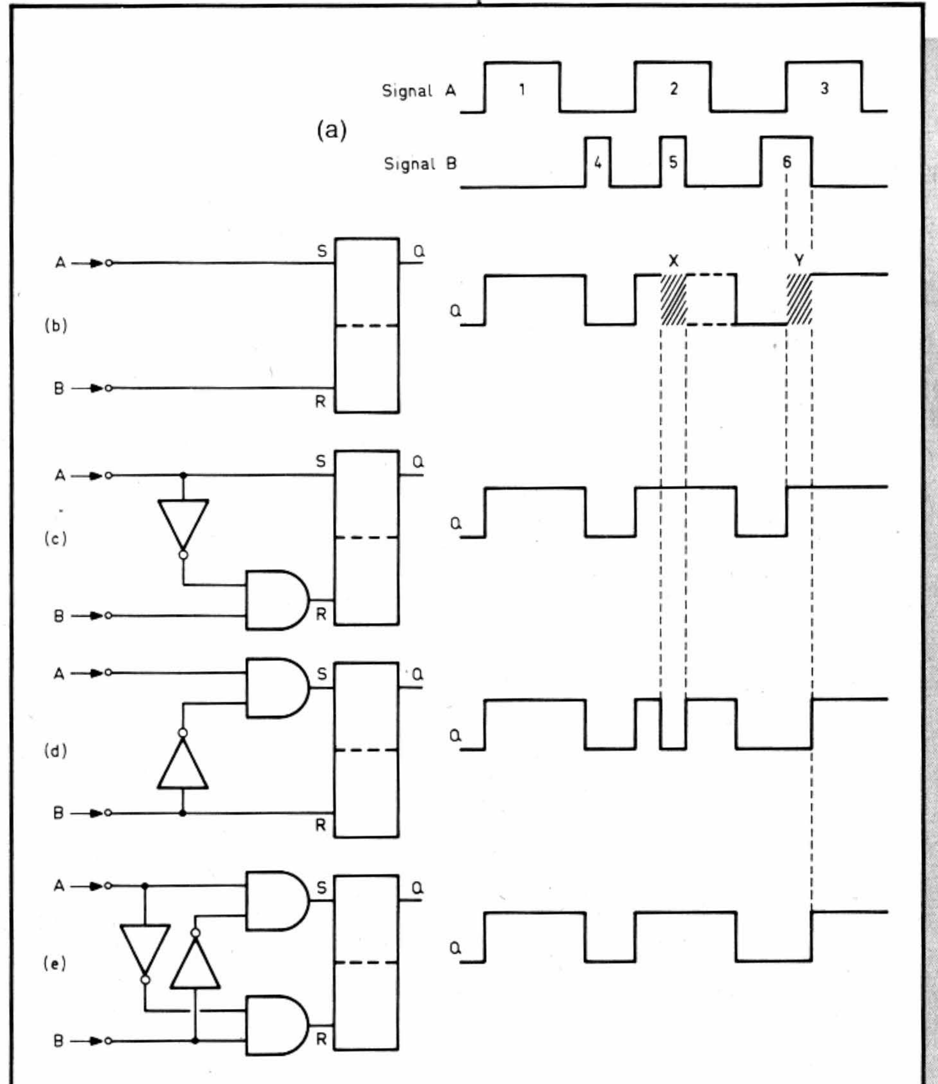


FIGURE 1 – Les signaux (a) appliqués directement à une bascule RS (b) font ressortir le problème de l'indétermination (points X et Y). En (c), c'est le signal appliqué en S qui a priorité. En (d), c'est R qui a priorité. En (e), la priorité est à l'état antérieur.

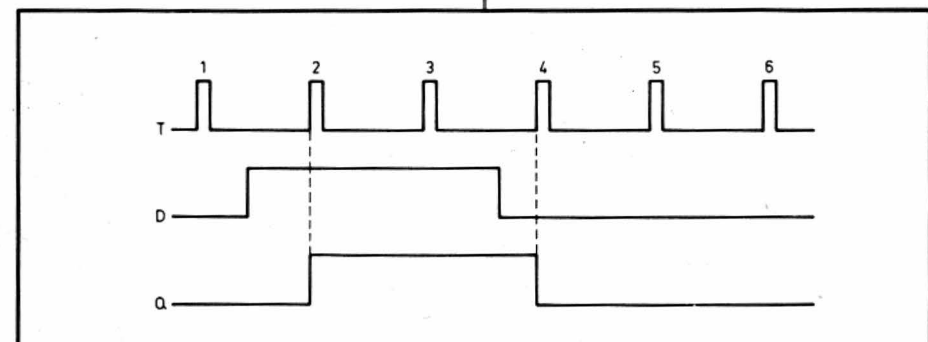
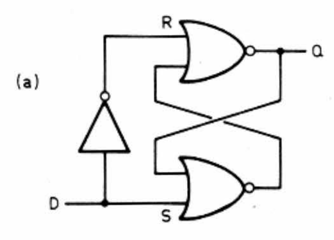


FIGURE 4 – Signaux appliqués à la bascule D. Un certain retard existe entre D et Q.



(b)

Q_n	D	Q_{n+1}
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

FIGURE 2 – Schéma de la bascule D (a) et sa table de vérité (b).

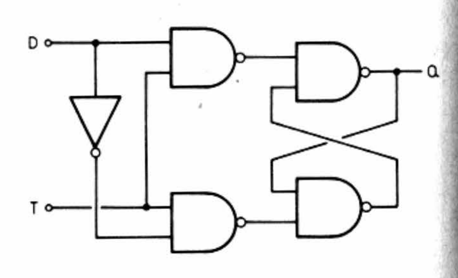


FIGURE 3 – Bascule D avec circuit de validation. Le circuit est transparent quand T = 1 et opaque si T = 0.

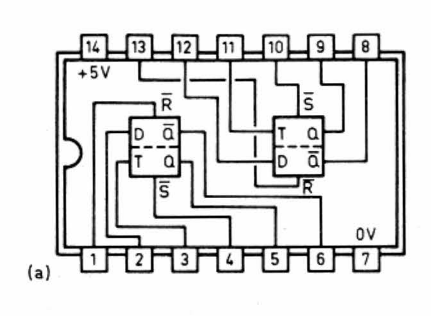
Quand T = 0, la bascule proprement dite est isolée du reste du montage.

Quand T = D = 1, il y a basculement. La remise à zéro est effective pour T = 1 et D = 0.

Ce type de bascule est très largement rencontré dans les circuits des ordinateurs.

Nous donnons figure 4 des signaux appliqués en D et en T (également appelé CK). A la deuxième impulsion sur T il y a basculement. Ensuite, lorsque T est au niveau bas, la bascule est isolée et garde son état « travail ». A la troisième impulsion, le signal D étant toujours présent, la bascule reste toujours dans le même état, mais à la quatrième, le signal D étant absent, la bascule revient à l'état zéro.

On remarque qu'il existe un certain retard entre les signaux D et Q. Ce retard est peut-être l'origine du nom de cette bascule, D étant la première lettre du mot « delay » signifiant retard en anglais.



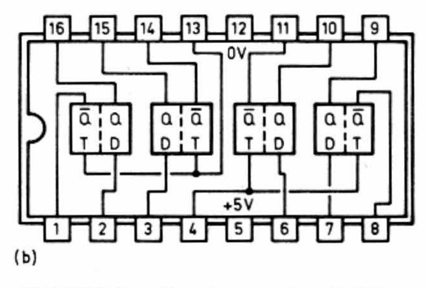


FIGURE 5 – Brochage d'un 7474 (a) comportant 2 bascules D, et d'un 7475 (b) en comportant 4.

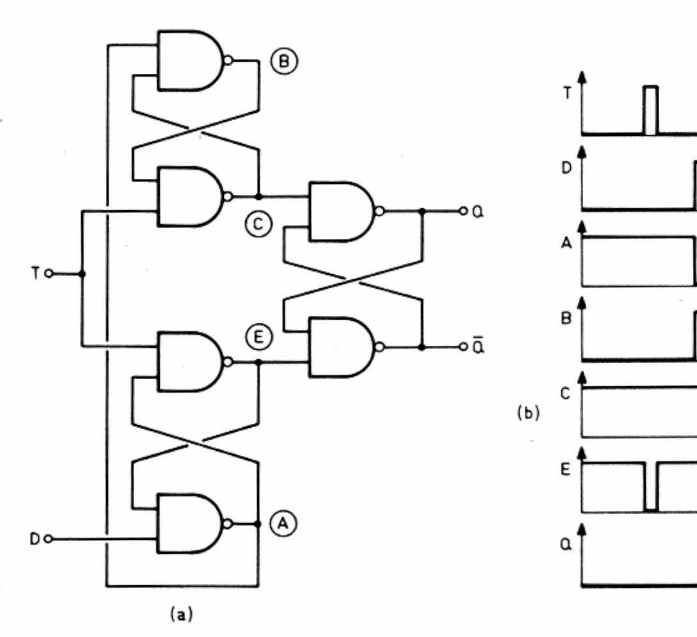


FIGURE 6 – Bascule D constituée de 3 bascules RS (a) et diagramme des temps en différents points (b).

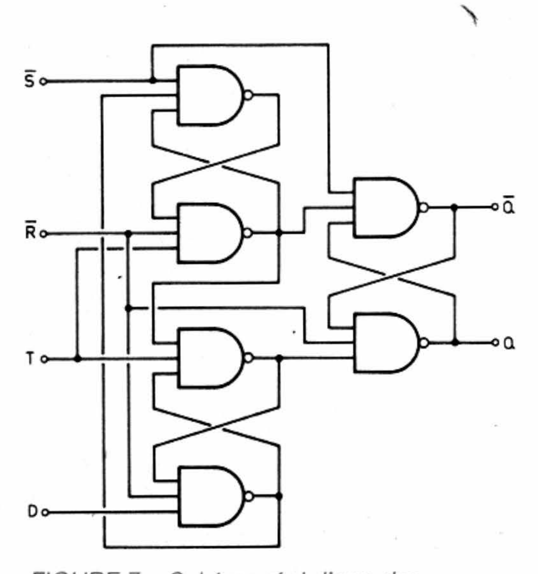
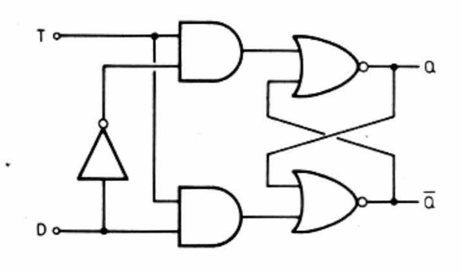
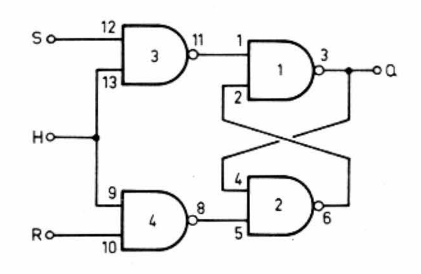


FIGURE 7 – Schéma réel d'une des bascules du 7474.



◀ FIGURE 8 Schéma d'une bascule du 7475.



◀ FIGURE 9 RSH réalisée avec un 7400.

Bascule D intégrée

Il existe, bien sûr, des bascules D intégrées en TTL. La plus classique est la 7474, comportant 2 bascules, ou la 7475 en comportant 4 (fig. 5).

Sur la figure 6 nous avons représenté un schéma très semblable à celui d'une des bascules de la 7474. Elle se compose en réalité de 3 bascules RS. Afin de faire comprendre son fonctionnement au lecteur, nous y avons joint le diagramme des temps en différents points du circuit.

Le schéma réel d'une bascule du 7474 est un peu plus compliqué, car elle peut fonctionner soit en bascule D, soit en bascule $\overline{RS}$ (fig. 7).

Le schéma interne d'une bascule du 7475 est d'une plus grande simplicité (fig. 8).

Bascule RSH

Pour en terminer et pour rester complet en ce qui concerne les bascules RS, citons la bascule RSH où on re-

trouve un circuit de déclenchement commandé par l'entrée H (fig. 9).

Lorsque cette entrée H est à l'état logique zéro, les deux entrées (broches 1 et 5) de la bascule RS (NAND numéros 1 et 2) se trouvent à l'état 1, donc isolées du circuit extérieur. L'information reçue précédemment se trouve alors protégée.

Pour pouvoir changer l'état de cette bascule RSH, il est nécessaire d'effectuer deux opérations simultanément.

D'abord faire passer l'entrée H à l'état haut, et en même temps agir soit sur S (pour que la bascule soit à l'état travail), soit sur R (pour la remise à zéro), dans le but d'obtenir à la sortie d'un des NAND de la validation un zéro logique commandant le basculement ou la remise à zéro du circuit.

Remarquons qu'avec cette bascule composée de 4 NAND, l'excitation se fait par un niveau 1 et non pas un zéro logique, les NAND de validation agissant en inverseur.

Un exemple du fonctionnement de cette bascule en dynamique est donnée figure 10.

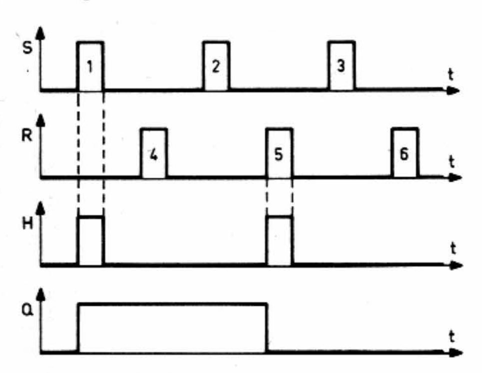


FIGURE 10 – Seules les impulsions 1 et 5 sont validées.

Le problème d'indétermination n'est pas résolu avec la bascule RSH.

Un autre perfectionnement peut être apporté si on équipe la bascule proprement dite avec deux NAND à 3 entrées, ce qui oblige à choisir un circuit du type 7410 (fig. 11).

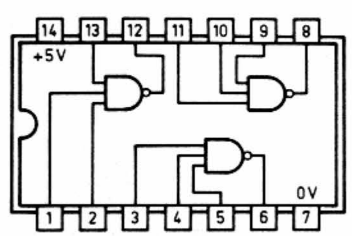


FIGURE 11 – Brochage d'un 7410 (3 NAND à 3 entrées).

L'entrée P (initiale du mot anglais PRESET) met la bascule en position travail (Q = 1) si on lui applique le niveau logique zéro. L'autre entrée, CLR (abréviation du mot anglais CLEAR), remet la bascule à l'état repos (Q = 0) si on lui applique le niveau logique zéro. En fonctionnement normal, P et CLR sont au niveau 1 (fig. 12).

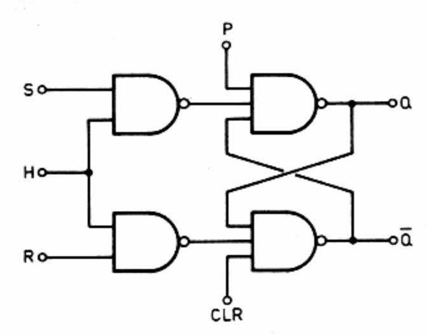


FIGURE 12 – Schéma de la bascule RSH avec preset et clear.

Cette bascule RSH a d'autres appellations : « RS synchrone » (elle peut être synchronisée par un signal rentrant par H) ou « circuit esclave » (puisque le montage est soumis au niveau logique de l'entrée H).

Bascule JK

L'éventualité d'une indétermination n'existe pas avec ce type de bascule.

En principe, cette dernière se compose d'une bascule RS à laquelle sont ajoutés deux opérateurs NAND numérotés 1 et 2 sur la figure 13.

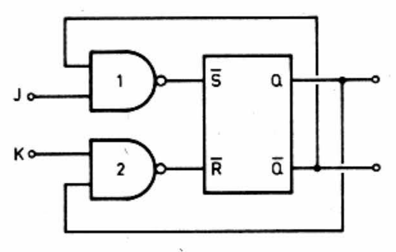


FIGURE 13 – Schéma de principe d'une bascule JK.

La bascule comporte deux entrées J et K. La porte numéro 1 reçoit d'une part le signal de commande arrivant par l'entrée J, d'autre part le niveau logique de la sortie $\overline{Q}$ de la bascule.

Considérons l'état « travail ». Nous savons que la bascule RS sera dans cet état si l'entrée $\overline{S}$ est au niveau logique zéro.

Nous savons que pour que la sortie d'un NAND soit zéro, il faut que toutes ses entrées soient au niveau un.

Autrement dit, pour que notre bascule soit à l'état travail, il est nécessaire dans notre cas que J = 1, et $\overline{Q}$ = 1, ce qui implique que la bascule soit à l'état « repos ».

Considérons maintenant l'état « repos ». La remise à zéro s'effectuant par $\overline{R}$ = 0, il faut que les entrées du NAND numéro deux soient K = 1 et Q = 1 (bascule dans l'état travail).

En conclusion, l'entrée J met la bascule à l'état travail (Q = 1). Si celle-ci se trouve déjà dans cet état, il n'y a rien de changé (pas de basculement), vu que $\overline{Q}$ = 0 et que, de ce fait, l'entrée $\overline{S}$ est à l'état 1.

L'entrée K remet la bascule à zéro (Q = 0). Là aussi rien ne se passe si la bascule est déjà à l'état repos.

L'indétermination est supprimée

Remarquons qu'avec cette bascule JK, l'indétermination n'apparaît pas puisque les entrées sont forcément complémentaires, étant chacune reliées à une sortie.

Avec le type de bascule RS utilisée, l'indétermination apparaît quand $\overline{S}$ = $\overline{R}$ = 0, ce qui impliquerait que les deux entrées des deux NAND soient toutes au niveau 1, ce qui est impossible car si Q = 1, l'autre sortie est à $\overline{Q}$ = 0, et inversement.

Table de vérité

Q_n	J	K	Q_{n+t}
0	0	X	0
0	1	X	1
1	X	1	0
1	X	0	1

FIGURE 14 – Table de vérité de la bascule JK.

Sans revenir en détail sur son établissement, nous donnons figure 14 la table de vérité de la bascule JK. En ce qui concerne les X dans cette table, rappelons qu'ils indiquent que, quel

que soit l'état logique (1 ou 0) sur l'entrée en question, il n'en résulte aucune répercussion en sortie.

En résumé, avec la bascule JK, l'entrée J est la commande de l'état travail, tandis que l'entrée K est celle de l'état repos.

Bascule maître-esclave

Du point de vue théorique, la bascule RSM, telle que nous venons de la voir, semble parfaite pour mettre sans problème une information binaire en mémoire. Cependant, cette bascule JK, telle qu'elle est représentée figure 13, possède un gros défaut dont la cause est la rapidité avec laquelle s'effectue le basculement.

Pour bien comprendre le phénomène, considérons la situation où Qn = 0, J = K = 1 (deuxième ligne de la table de vérité).

La sortie Q passe alors de 0 à 1. Mais aussi longtemps que K = 1 et J = 1, Q va repasser à zéro (troisième ligne de la table), puis à nouveau à 1... Il y a oscillation de la bascule qui prend alternativement et très rapidement les niveaux 0 et 1.

Comme remède, on peut concevoir un circuit retard, un circuit RC (intégrateur entre la sortie et l'entrée)... Mais la solution la plus courante est la technique « maître-esclave ».

Nous avons déjà parlé du « circuit esclave » dans les bascules RSH.

En employant deux bascules RSH, l'une à la suite de l'autre, et en y ajoutant un inverseur, on réalise une bascule RS maître-esclave (fig. 15) que l'on pourra facilement transformer en JK maître-esclave.

Fonctionnement du maître-esclave

Tout d'abord, pour que le circuit fonctionne de façon satisfaisante, il faut que l'inverseur (5) ait un seuil de fonctionnement plus bas que celui des deux bascules RSH.

Le signal appliqué à l'entrée H est représenté figure 16. C'est une impulsion positive dont nous avons augmenté exagérément les flancs de montée et de descente pour mieux faire apparaître l'emplacement des seuils de fonctionnement.

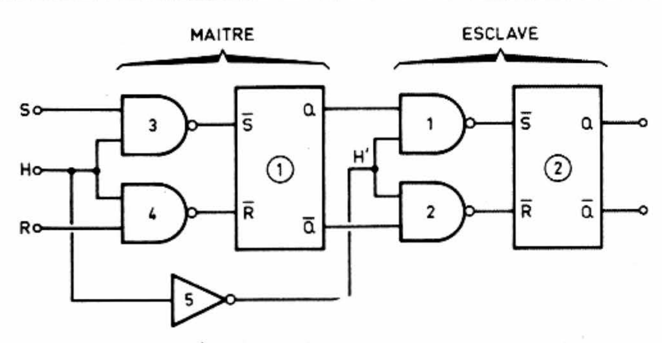


FIGURE 15 – Schéma d'une bascule maître-esclave.

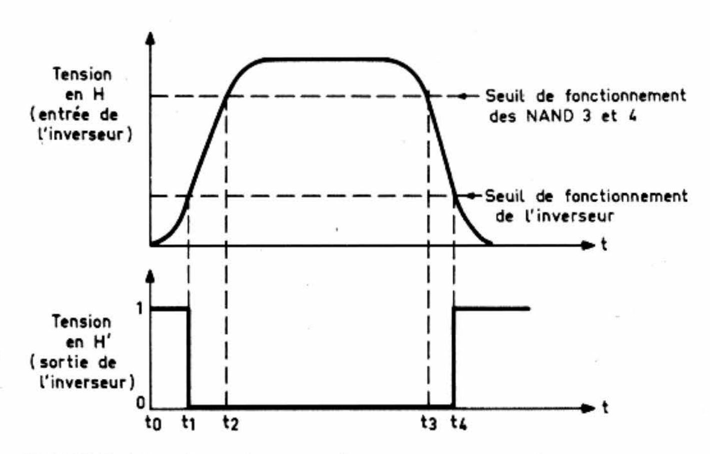


FIGURE 16 – Les deux seuils permettent le fonctionnement d'une bascule maître-esclave.

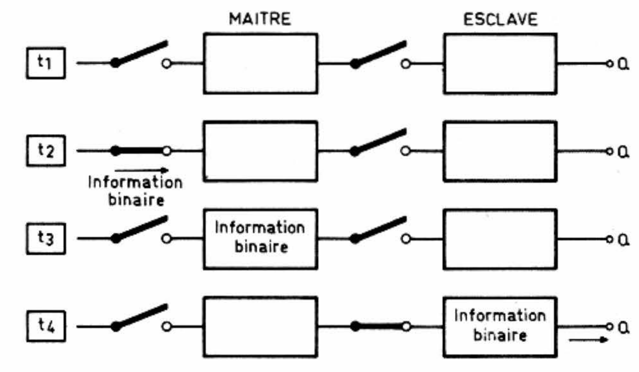


FIGURE 17 – Les 4 étapes du fonctionnement d'un maître-esclave.

Le signal part donc de zéro (t_0).

Au temps t_1, la sortie de l'inverseur passe de 1 à 0, la bascule numéro deux est ainsi déconnectée du circuit précédent.

Au temps t_2, la première bascule est connectée aux entrées S et R, et les informations présentes sur ces dernières agissent sur cette bascule à travers les NAND 3 et 4.

Au temps t_3, la bascule 1 est à nouveau déconnectée et l'information qu'elle vient d'emmagasiner est protégée.

Au temps t_4, cette information va passer dans la deuxième bascule, puisque le niveau du signal H est assez bas pour qu'à la sortie de l'inverseur, la tension positive permette le passage à travers les portes NAND 3 et 4.

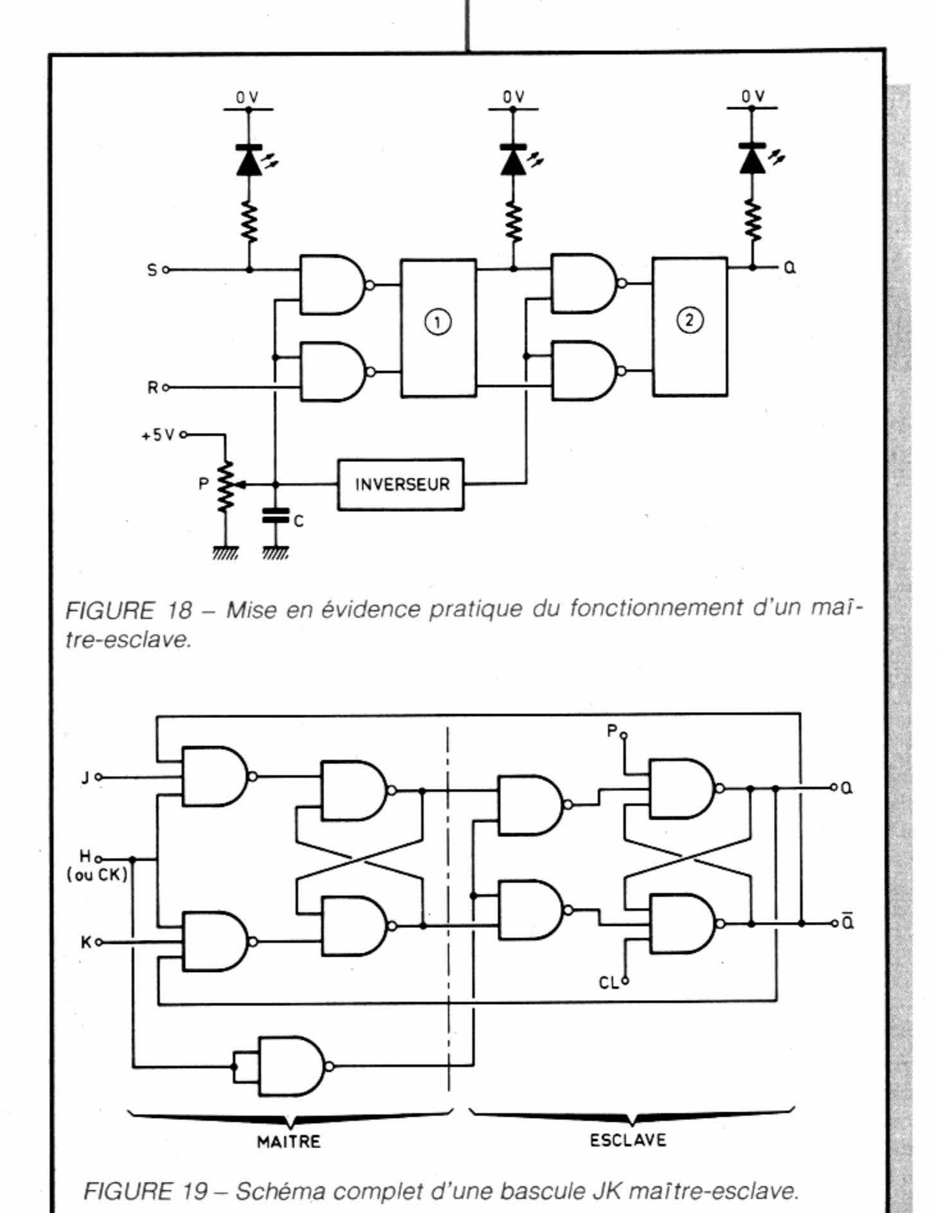


FIGURE 18 – Mise en évidence pratique du fonctionnement d'un maître-esclave.

FIGURE 19 – Schéma complet d'une bascule JK maître-esclave.

Il y a ainsi 4 étapes dans le cheminement de l'information binaire devant être stockée dans la mémoire « esclave ». Ces étapes sont montrées synoptiquement sur la figure 17. Les deux interrupteurs représentent les circuits de validation (NAND 3 et 4 d'une part, et NAND 1 et 2 d'autre part).

Le lecteur un peu expérimenté pourra mettre en pratique ce que nous venons de dire au sujet de la bascule maître-esclave.

Le matériel nécessaire se réduit à trois circuits intégrés et à quelques diodes électroluminescentes avec leur résistance de 220 Ω 1/4 W. L'inversion peut se faire par une NAND montée en inverseur ou encore par un transistor câblé en émetteur commun et alimenté aussi sous 5 V.

L'impulsion appliquée en H peut être simulée grâce à un potentiomètre dont la tension entre curseur et masse peut croître et décroître progressivement (fig. 18).

Bascule JK maître-esclave

Cette bascule est représentée figure 19. Elle n'utilise ici que des portes NAND à 2 ou 3 entrées. Ces dernières sont nécessaires pour les entrées J et K.

Les commandes P et CL ne sont pas obligatoires. Rappelons que la commande P (Preset) reçoit une impulsion négative (ou est mise momentanément au niveau zéro) pour mettre la bascule à l'état 1 à la mise en route du dispositif nécessitant une JK, et cela indépendamment de la commande J. Quant à CL (Clear), elle met la bascule à zéro avant son utilisation, et cela également avec une impulsion négative ou un niveau zéro.

Bascule JK intégrée

La réalisation de bascules en utilisant des opérateurs logiques avait pour objectif de bien faire comprendre le mécanisme de fonctionnement de ces circuits.

Il est évident que pour une réalisation pratique, il est préférable d'utiliser une bascule JK intégrée. Il en existe en effet de très nombreux types dans le catalogue TTL.

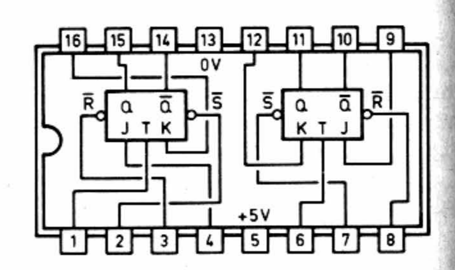
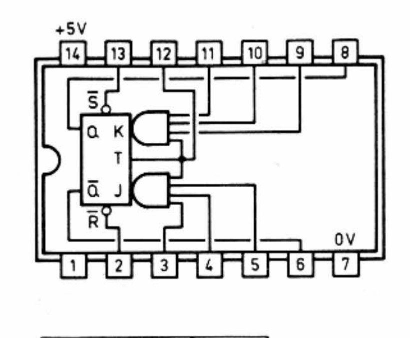


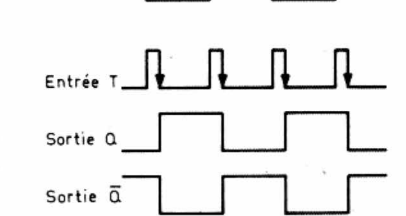
FIGURE 20 – Schéma de branchement d'un 7476. (double JK maître-esclave).

Nous donnons figure 20 le schéma de branchement du 7476 qui comporte deux JK maître-esclave. Chaque bascule peut être commandée par cinq entrées : les entrées J, K, T (nous allons voir par la suite le rôle de cette dernière), et également les commandes de remise à zéro et de « Preset », intitulées parfois R̄ et S̄. Remarquons que l'alimentation du circuit (+ 5 V) se fait entre les broches 5 et 13.

Afin d'augmenter les possibilités d'emploi de la bascule, certaines d'entre elles possèdent plusieurs entrées J et plusieurs entrées K, comme le 7472 ou le 74110 dont nous donnons la représentation figure 21.



◀ *FIGURE 21 Schéma de branchement d'un 74110 (JK maître-esclave).*



▲ *FIGURE 22 – Bascule T et ses signaux. En (b), la bascule est sensible aux flancs négatifs du signal d'entrée.*

Q_n	T	Q_{n+1}
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

FIGURE 23. Table de vérité de la bascule T.

FIGURE 24 – Bascule D fonctionnant en mode T.

Le petit cercle indique que la commande se fait en passant de l'état haut (1) à l'état bas (0).

Bascule T

Ce type de bascule est à commande unique (une seule entrée appelée « T »). Nécessairement maître-esclave pour son bon fonctionnement, cette bascule est réalisable très facilement avec une bascule JK. Il suffit de débrancher et de laisser « en l'air » les entrées J et K et de commander la bascule par l'intermédiaire de l'entrée H, à qui on donne alors l'appellation « T ».

Nous savons qu'en technologie TTL, lorsque les entrées sont déconnectées, elles sont en réalité, du fait de la circuiterie interne, reliées à une tension positive proche de + 5 V. Mieux vaut, pour transformer une JK en T, connecter franchement les entrées J et K au + 5 V.

Revenons au fonctionnement de cette bascule. Son changement d'état logique s'opère lorsqu'on lui applique un « un » sur son entrée, quel que soit son état antérieur, et elle conserve cet état indéfiniment jusqu'à l'apparition du signal suivant (fig. 22). Son fonctionnement est résumé par la table de vérité de la figure 23.

Une bascule D avec validation peut être modifiée et fonctionner en mode T. Nous en donnons le schéma figure 24.

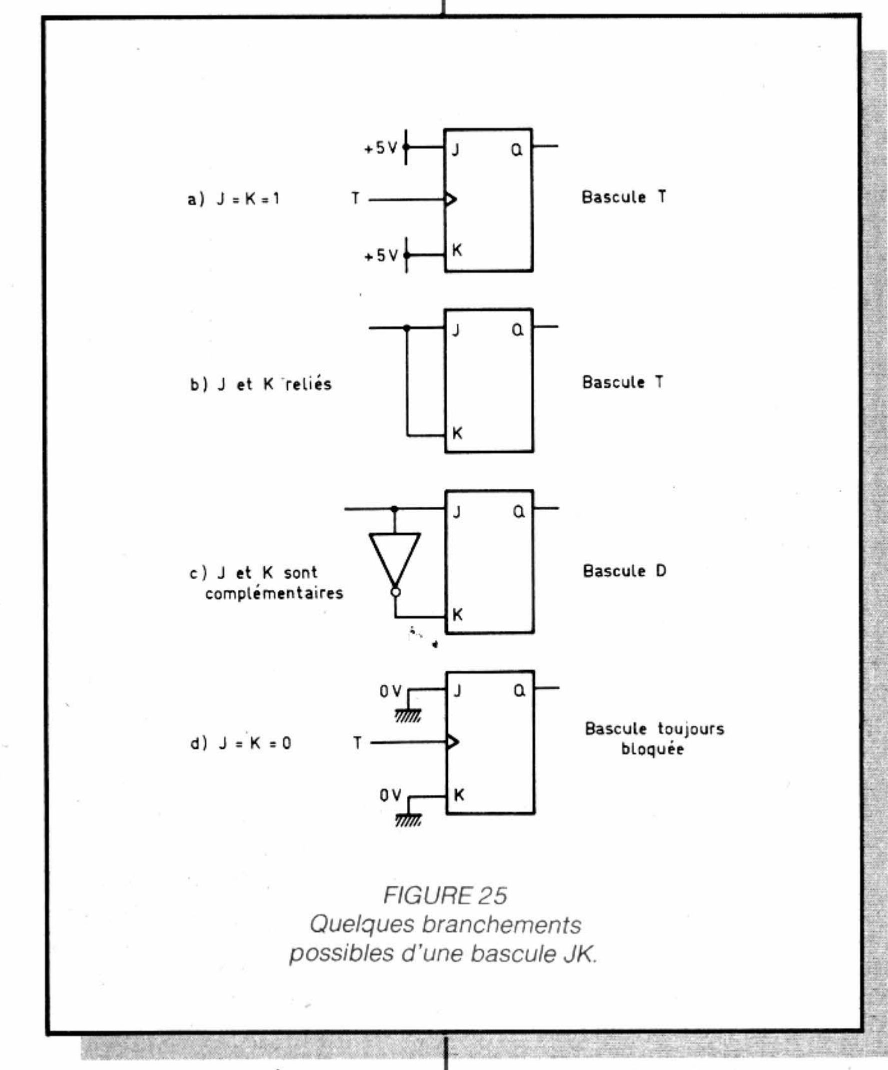


FIGURE 25 Quelques branchements possibles d'une bascule JK.

Branchements possibles de J et de K

Une JK se transforme (nous venons de le voir) en bascule T en faisant la connexion J = K = 1. On peut également relier ensemble J et K et utiliser ce point commun pour la commande.

Une JK se transforme en bascule D en connectant un inverseur entre J et K (fig. 25).

Enfin, si les entrées J et K sont au niveau logique zéro, la bascule reste bloquée.

Exercice d'entraînement

Nous vous proposons de trouver la forme du signal à la sortie d'une bascule JK maître-esclave recevant les signaux représentés sur la figure 26.

Errata

Deux erreurs sont survenues dans les exercices sur le diagramme de Karnaugh (numéro de janvier 1985, page 137).

La troisième question était : « Quelle est l'équation représentée par le diagramme de Karnaugh dessinée sur la figure 15a ? ». Or, celle-ci était incomplète. Nous la reproduisons maintenant figure 27.

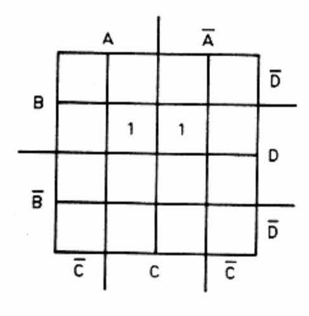


FIGURE 27 – L'équation représentée par ce diagramme de Karnaugh est X = B C D.

Quant à la quatrième question, l'énoncé aurait dû être : nous avons un circuit logique à 4 entrées A, B, C et D avec une sortie X. On a : X = 1 si

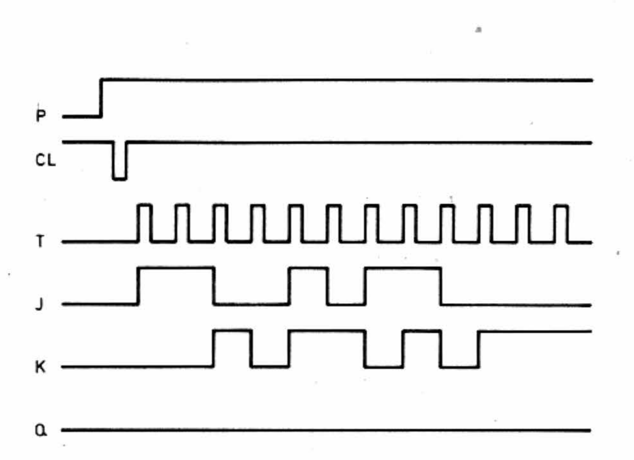


FIGURE 26 – Quelle est la forme du signal Q ?

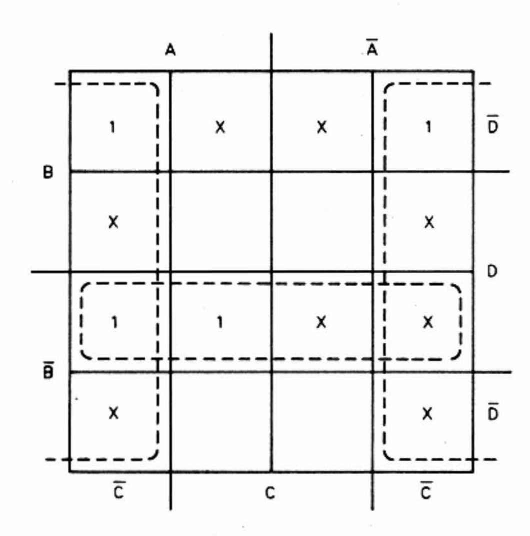


FIGURE 28 – Solution de la quatrième question. La formule est $X = \bar{C} + \bar{B}\,D$.

A = 0 B = 1 C = 0 D = 0
A = 1 B = 1 C = 0 D = 0
A = 1 B = 0 C = 0 D = 1
A = 1 B = 0 C = 1 D = 1

Les états suivants n'apparaissent jamais :

A = 0 B = 0 C = 0 D = 0
A = 1 B = 0 C = 0 D = 0
A = 0 B = 0 C = 0 D = 1
A = 0 B = 0 C = 1 D = 1
A = 0 B = 1 C = 0 D = 1
A = 1 B = 1 C = 0 D = 1
A = 0 B = 1 C = 1 D = 0
A = 1 B = 1 C = 1 D = 0

Solution : La formule est : $X = \bar{A}\,B\,\bar{C}\,\bar{D} + A\,B\,\bar{C}\,\bar{D} + A\,\bar{B}\,\bar{C}\,D + A\,\bar{B}\,C\,D$. Nous pouvons mettre un « 1 » dans quatre cases du diagramme de Karnaugh (fig. 28). Quant aux huit cas dont les états n'apparaissent jamais, nous pouvons remplir les cases correspondantes avec un X, ce qui va simplifier le schéma définitif. La formule finale est $X = \bar{C} + \bar{B}\,D$, et le schéma correspondant apparaissait sur la figure 15b de l'article de janvier 1985.

J.-B. P

TRAITEMEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL AUDIO

SYSTEMES NUMERIQUES DE TRAITEMENT ET/OU D'ENREGISTREMENT

On peut distinguer trois types d'opérations communément effectuées par un système numérique audio : le traitement (filtrage), l'enregistrement et la reproduction des signaux. Certains systèmes, tels les « compact discs », n'opèrent que la reproduction, d'autres – « delay », réverbération – que le traitement. En dernier lieu, nous parlerons des enregistreurs dont le fonctionnement est plus complexe.

1. Systèmes de reproduction

Les « digital audio discs » ou « compact discs » sont des supports d'information sur lesquels on a enregistré des signaux PCM. Il suffit donc d'un convertisseur A/D pour les décoder. En réalité le circuit est un peu plus complexe et se compose d'un système de lecture, d'une correction d'erreurs et finalement d'un convertisseur A/D.

Initialement, plusieurs systèmes de lecture ont été développés, mais il semble que la lecture par voie optique – laser – ait définitivement pris le dessus. Comme le montre la figure 1, le disque n'a pas de sillons mais des petits « creux et bosses » – dépressions dans la surface du disque – qui représentent le signal PCM. On vaporise ensuite sur cette surface de l'aluminium pour la rendre réflective. Enfin, une laque de protection très dure est déposée sur l'aluminium. Le rayon laser dirigé sur la surface du disque est réfléchi mais, puisque cette surface n'est pas régulière, le rayon réfléchi est modulé selon les aspérités du disque : on obtient ainsi le signal PCM.

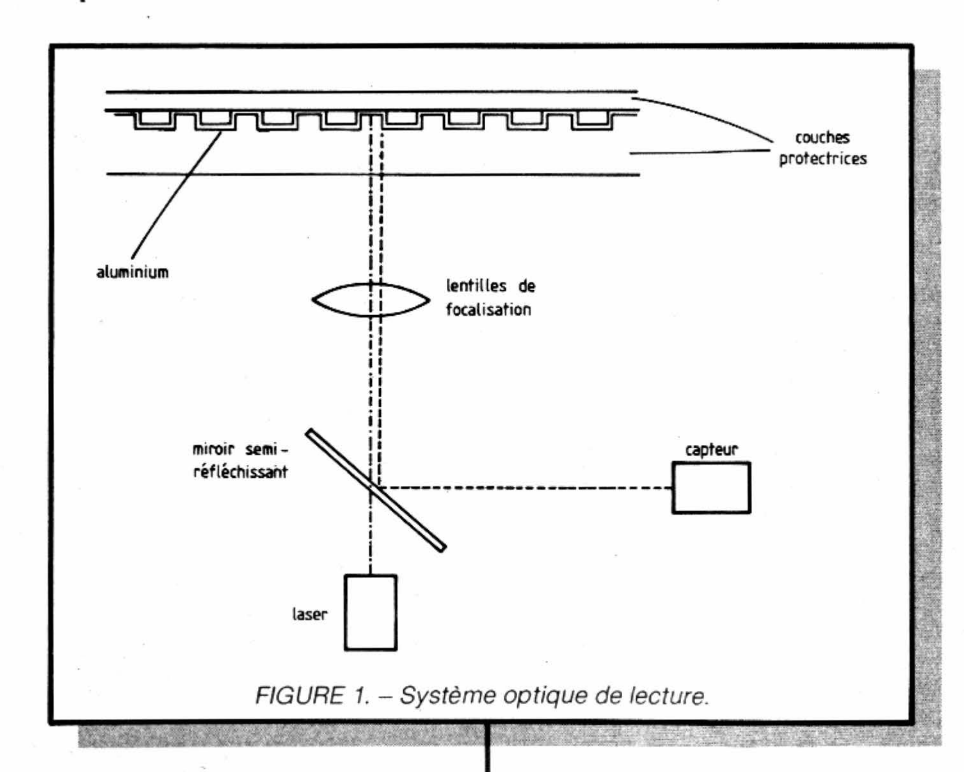


FIGURE 1. – Système optique de lecture.

Le signal capté n'est cependant pas utilisable tel quel et, avant de le convertir en une forme analogique, il faut corriger les erreurs dues à la lecture (un mauvais état du disque par exemple). La correction d'erreurs est traitée au paragraphe 4.

Le compact disc a de nombreux avantages sur les disques traditionnels : un système de lecture supérieur,

une surface pratiquement inusable, l'élimination des erreurs dues à un changement de vitesse du disque, une plus grande dynamique, l'absence de bruit de surface et bien d'autres.

Vous pouvez expérimenter vous-même l'efficacité du système de correction d'erreur. Découpez une fine bande de papier adhésif opaque (1 mm de largeur et de longueur égale au rayon du disque) et collez-la sur le disque. Cette bande empêche la réflexion du rayon et simule la destruction de milliers de bits. A l'écoute, vous ne remarquerez aucune différence et il vous faudra augmenter la surface de bande adhésive pour que le système faillisse. Imaginez le résultat d'une telle rayure sur un disque conventionnel !

Il semble impossible que malgré tous les avantages que nous venons de citer, il y ait encore autant de critiques sur les compact discs, mais l'explication est facile à trouver : certains disques sont mal enregistrés (et il est plus facile de s'en rendre compte lors de l'écoute sur un système de reproduction de haute qualité) et, d'autre part, il n'est pas rare de voir des compact discs gravés à partir de masters analogiques. Rien d'étonnant donc qu'il existe des disques de mauvaise qualité.

2. Systèmes de traitement

Cette catégorie comprend des appareils habituellement réservés aux studios d'enregistrement (réverbération, « delay », etc.). Il existe également des versions simplifiées et bon marché (surtout des « delays ») adaptées aux instruments électriques/électroniques, mais leur qualité est bien inférieure.

Les effets obtenus par filtrage sont innombrables et une introduction au filtrage numérique dépasserait de beaucoup le cadre de cet article. A titre d'exemple, nous pouvons néanmoins décrire le fonctionnement d'une unité de réverbération numérique.

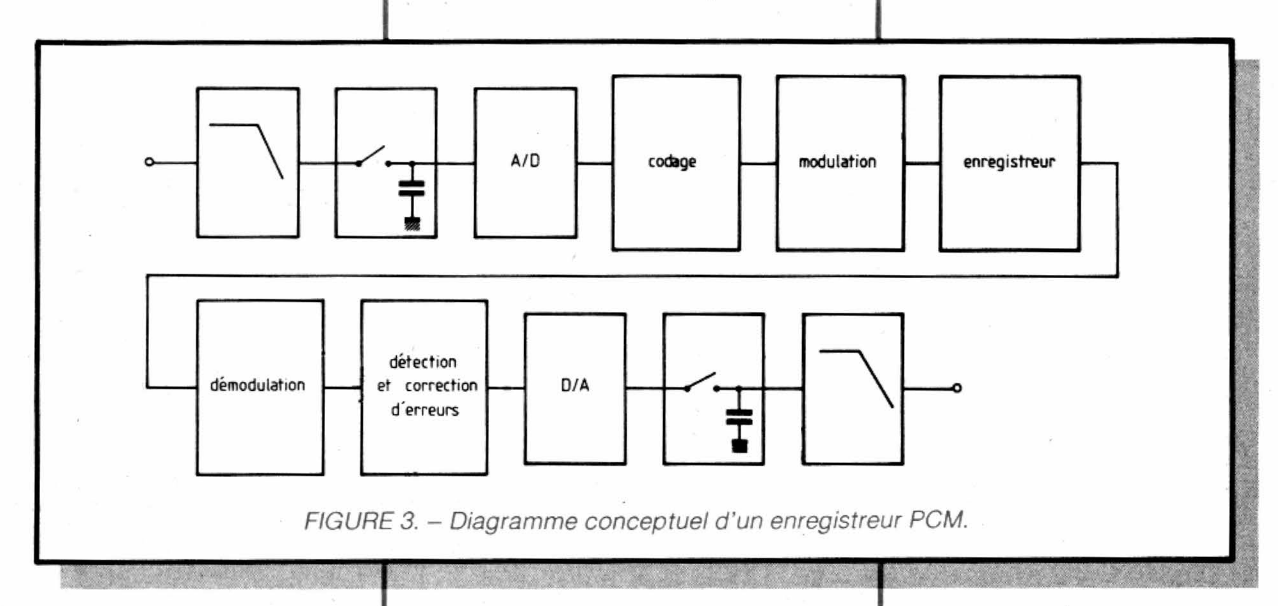


FIGURE 3. – Diagramme conceptuel d'un enregistreur PCM.

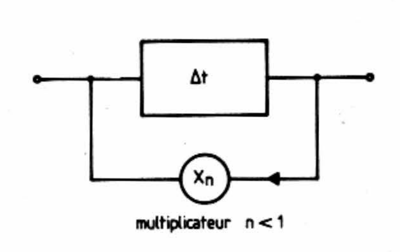


FIGURE 2. – Filtre numérique.

La réverbération est un phénomène acoustique créé par une somme d'échos dont l'amplitude décroît dans le temps. On peut la comparer à une oscillation amortie. Le problème consiste donc à créer les échos à divers instants et de les sommer. Pour retarder (dans le temps) un signal numérique, on peut le faire circuler dans une RAM (Random Access Memory). Déplacer les données d'une adresse de mémoire à une autre nécessite un certain temps ; cette durée dépend de la fréquence de l'horloge du système, du temps d'accès de la mémoire, du nombre de « clocks » nécessaires à effectuer une instruction, etc. Cette durée est constante pour un système donné. Le retard du signal est déterminé par le nombre d'adresses utilisées. La figure 2 représente un filtre introduisant un retard : le signal est retardé, multiplié par un facteur n plus petit que 1 dans le circuit à contre-réaction. En utilisant une impulsion comme signal d'entrée, on observe que plusieurs échos d'amplitude décroissante sont générés. Un tel circuit cependant ne varie pas l'intervalle de temps entre deux échos. Le circuit utilisé dans la pratique est beaucoup plus élaboré.

Les appareils plus perfectionnés sont de vrais micro-ordinateurs (microprocesseur, RAM et ROM). Un software est fourni par le constructeur et la plupart des paramètres sont modifiables par l'utilisateur. Ce n'est que pour ces appareils que l'utilisation des systèmes numériques est vraiment justifiée, car, pour les unités bon marché, les constructeurs ont réduit le nombre de bits à 12, 10, voire 8 dans le pire des cas : évident que dans ces conditions, on ne peut obtenir des appareils de qualité. Le standard pour les PCM linéaires a été fixé à 14 bits pour les appareils commerciaux alors que les 16 bits sont réservés aux professionnels.

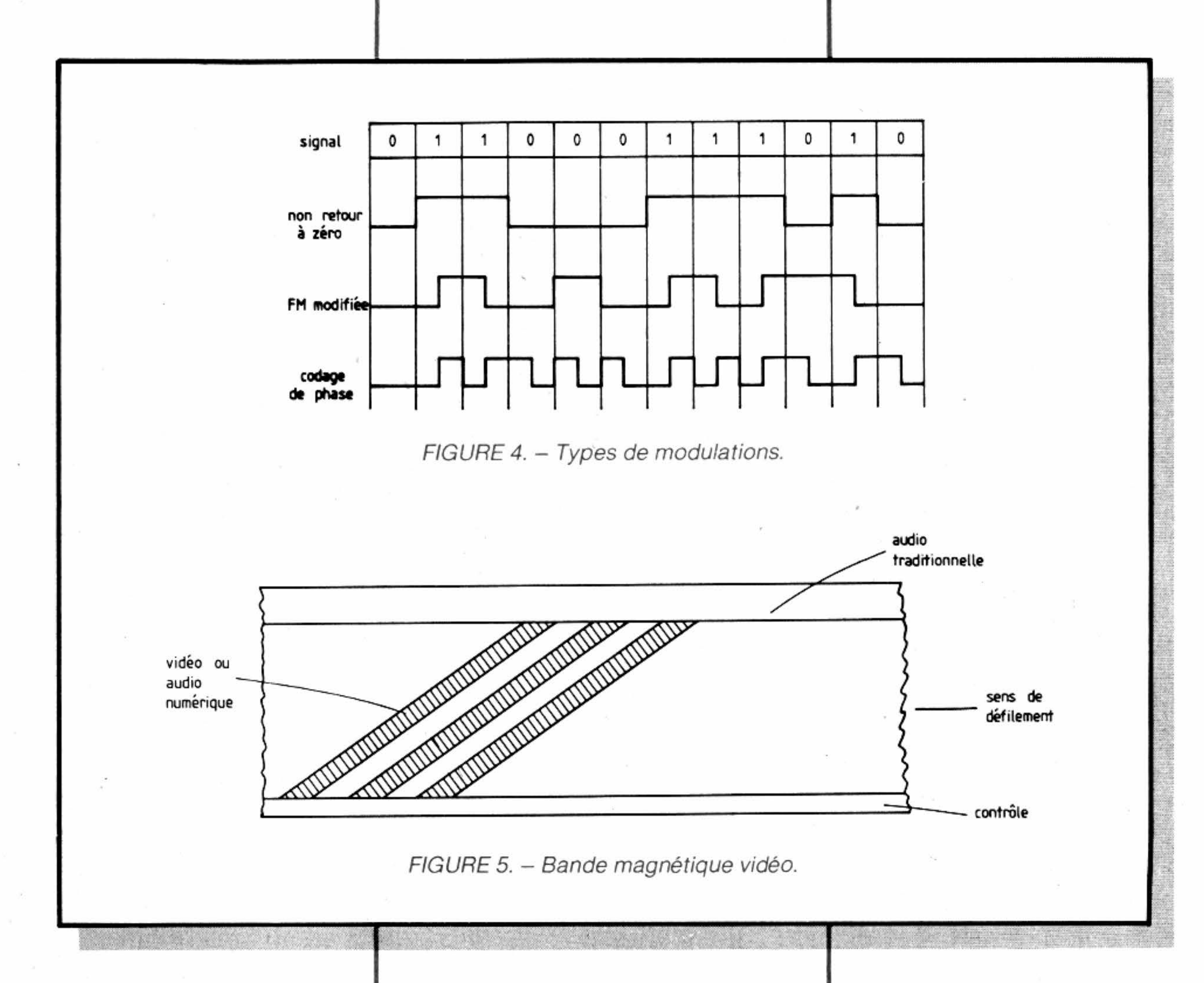


FIGURE 4. – Types de modulations.

FIGURE 5. – Bande magnétique vidéo.

3. Les systèmes d'enregistrement

L'appareil le moins performant dans un système audio – professionnel ou non – est l'enregistreur. Le bruit de fond est l'un des problèmes majeurs. A vrai dire, l'enregistreur n'est pas responsable : c'est la bande magnétique. Il semble d'autre part que l'on ne puisse plus apporter d'améliorations majeures aux bandes magnétiques. Le système numérique élimine totalement les problèmes de bruit liés au support magnétique, puisque le signal ne peut être représenté que par deux valeurs distinctes (le rapport S/N n'est plus aussi critique) (fig. 3).

Si l'enregistrement et les données numériques semblent être hautement compatibles, il reste certains problèmes à résoudre :

1° Les signaux provenant du convertisseur sont des mots de 16 bits, or l'enregistrement se fait avec deux valeurs uniquement : 1 ou 0 (en fait le circuit change la polarité du champ magnétique). Il faut donc à nouveau effectuer une modulation du signal. Plusieurs types de modulation sont utilisables à cet effet (fig. 4).

Il ne faut pas confondre cette modulation – qui sert uniquement à l'enregistrement des données sur bande – avec la modulation PCM effectuée précédemment pour convertir le signal analogique en une forme numérique.

2° Un dépôt ou une raie sur la bande magnétique peuvent détruire des informations. Si dans un enregistrement analogique, ces altérations n'ont pas de conséquences graves, il en est tout autrement pour des données numériques. Par exemple, si dans le chiffre binaire 1000 0000 0000 0000 le premier 1 est effacé, la différence entre les deux nombres est de 2^{15} ! Chose encore plus grave, les données perdues peuvent avoir trait à la synchronisation. Il est impossible d'éviter ces problèmes, et donc il faut ajouter au signal des bits supplémentaires nécessaires à la détection et la correction des erreurs. Ces méthodes sont exposées plus loin.

3° La largeur de bande nécessaire à l'enregistrement des signaux numériques est beaucoup plus importante que celle d'un enregistreur ordinaire. Effectuons un rapide calcul : avec un système à 16 bits et une fréquence d'échantillonnage d'environ 50 kHz, on obtient une fréquence de transmission de 16 × 50 = 800 000 bits/seconde. Il faut encore ajouter à cela une redondance de 30 à 50 % ainsi que les bits de synchronisation et de détection d'erreur. Le total devient vite astronomique. On peut réduire cette fréquence à une valeur plus raisonnable en utilisant certains types de modulation (par exemple, le Modified-Frequency-modulation et Non-Return-To-Zero permettent de réduire cette fréquence de moitié). Une diminution ultérieure peut être obtenue en répartissant le signal sur plusieurs pistes. Quoique l'on fasse, cette valeur reste élevée.

Une solution intéressante consiste à utiliser un enregistreur vidéo. La condition permettant d'enregistrer des fréquences élevées – grande densité – est d'avoir une grande vitesse de défilement de la bande. L'enregistreur vidéo utilise une astuce : la tête d'enregistrement tourne sur elle-même à une vitesse élevée, ce qui permet de conserver une grande vitesse relative entre la tête et la bande malgré une vitesse de défilement très lente de cette dernière. Ce système fonctionne très bien et de plus il coûte peu. Certaines applications présentent toutefois des difficultés : l'éditing (montage) et l'utilisation en multipistes synchronisées. Il est évidemment hors de question de couper la bande avec une lame de rasoir puis de recoller les morceaux, car l'enregistrement vidéo se fait diagonalement sur la bande magnétique (fig. 5). L'éditing doit se faire électroniquement en copiant successivement les parties à monter sur une autre machine synchronisée – comme un montage vidéo. L'utilisation en multipistes pose des problèmes énormes car il n'y a pas physiquement plusieurs pistes sur la bande magnétique. En fait, les différents signaux sont multiplexés – combinés en un seul signal – avant l'enregistrement proprement dit et démultiplexés avant la lecture, d'où la difficulté, euphémisme pour impossibilité, d'enregistrer en synchronisme.

L'alternative à l'enregistreur vidéo est un enregistreur à têtes fixes (« fixed head format » que l'on essaye actuellement de standardiser). Ici, pas d'astuces possibles : les vitesses de défilement sont comprises entre 38 et 114 cm/s selon les appareils. Ce type d'enregistreur est beaucoup plus complexe que le précédent car il nécessite des circuits d'enregistrement et de lecture pour chaque canal, une correction d'erreur plus perfectionnée, ainsi qu'un nouveau type de synchronisation (puisque le signal n'est plus en format vidéo), etc. Le coût de ces appareils est extraordinairement élevé !

4. Détection et correction d'erreurs

La détection et la correction d'erreurs sont des branches de la théorie des signaux. Seules quelques idées ayant trait à l'enregistrement audio sont abordées.

Il y a plusieurs types d'erreurs : pertes d'information dues à un défaut ou une impureté sur la bande magnétique (dropouts), erreurs dues à une variation dans la vitesse de transmission des données (jitter), erreurs aléatoires caractéristiques du compact disc et qui n'affectent qu'un seul bit à la fois, ou encore la destruction d'informations lors d'un éditing. Chaque type d'erreur nécessite sa propre méthode de détection et de correction.

La technique de détection la plus simple consiste à générer un premier bit de parité avant l'enregistrement des données et un autre lors de la lecture. Si ces deux bits de parité diffèrent, une erreur a eu lieu. Le bit de parité se calcule par addition « modulo 2 » des bits de données (les règles de calcul sont les suivantes : $0+0=0$, $0+1=1$, $1+0=1$, $1+1=0$). Par exemple, le bit de parité du chiffre 1011 est 1.

A cause des combinaisons possibles entre les erreurs, il est clair que ce système de détection ne relève que 50 % des erreurs (par exemple le bit de parité du chiffre 0111 est aussi égal à 1, mais ce chiffre est bien différent de 1011). Cette méthode n'est efficace que pour les erreurs isolées n'affectant qu'un seul bit, de plus, si une erreur est relevée, rien ne permet de la localiser.

La technique appelée « entrelacement » permet de transformer une erreur affectant localement un grand nombre de bits en une série d'erreurs de courte durée. Cette technique, illustrée à la figure 3-6, consiste à morceler les données et les enregistrer dans un ordre préétabli. Supposons qu'une erreur efface les bits a3, b3, c3. Lors de la lecture, les différents fragments d'information sont remis dans l'ordre original, et l'erreur se trouve distribuée sur trois mots. Plus l'erreur est courte et plus il est facile de la corriger.

Les techniques de détection utilisées dans la pratique sont plus élaborées – comme le CRCC (Cyclic Redundancy Check Code), qui consiste à effectuer des opérations polynomiales avec les données – et il n'est pas rare d'en utiliser plusieurs simultanément, chaque technique détectant un type d'erreur spécifique.

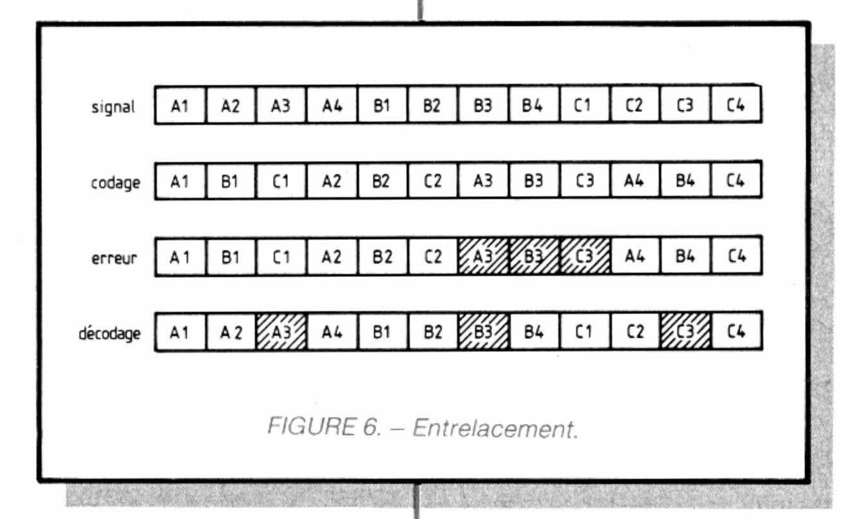


FIGURE 6. – Entrelacement.

La correction des erreurs s'effectue par différentes méthodes selon les données à disposition. Voici quelques exemples :

– si l'erreur est trop grande pour être corrigée, les données manquantes sont remplacées par un signal nul. Il n'y a momentanément plus de signal à la sortie de l'appareil ;
– si l'erreur est petite et de courte durée, on peut remplacer les données manquantes par la valeur du signal précédant l'erreur ;
– pour obtenir une meilleure correction, on peut effectuer des interpolations au moyen de polynômes. La plus simple étant l'interpolation linéaire (polynôme du premier degré).

5. Conclusion

Il serait incomplet de faire un exposé sur les systèmes audio numériques sans émettre un jugement musical sur les performances de ces appareils, car, en fin de compte, c'est bien ce résultat qui nous intéresse. Disons que les avis sont très partagés : si tous les critiques reconnaissent la supériorité des systèmes numériques en matière de flexibilité, ils s'accordent également pour reconnaître au « digital » une qualité sonore propre. Les polémiques commencent lorsqu'on essaye de déterminer les causes de cette qualité sonore. Certains prétendent qu'elle provient de défauts existants dans ces systèmes alors que d'autres pensent qu'il s'agit de réhabituer l'oreille à une écoute sans bruit de fond et avec une plus grande dynamique.

Quelle que soit l'issue de ce débat, il faut tenir compte d'autres facteurs pour envisager l'avenir de la digital audio :

– si le coût de ces appareils est présentement élevé, il va baisser dans un futur proche ;
– la flexibilité est beaucoup plus grande que pour les appareils analogiques ;
– le format numérique permet d'interfacer facilement ces systèmes à la vidéo, aux ordinateurs, aux différentes voies de communication – satellites, fibres optiques –, aux systèmes de synchronisation. On devine ici le brillant avenir réservé à la cybernétique et à l'intelligence artificielle !
– la « digital audio » n'en est qu'à ses débuts. Si, comme il est raisonnable de le penser, cette technologie va introduire des perfectionnements qui se traduisent par des améliorations psychoacoustiques, les systèmes analogiques seront certainement dépassés.

Marco FRATNIK

Bibliographie

[1] Joseph J. Carr, *Designing Microprocessor-Based Instrumentation*, Prentice-Hall, 1982.
[2] Walid P. Salman, Marc S. Solotareff, *Le filtrage numérique*, Eyrolles, 1982.
[3] H. Nakajima, T. Doi, J. Fukuda & A. Ida of Sony corporation, *Digital Audio Technology*, Tab, 1983.
[4] Pierre-Gérard Fontolliet, *Systèmes de télécommunications*, Georgi, 1983.
[5] Frédéric de Coulon, *Théorie et traitement des signaux*, Georgi, 1984.
[6] Murat Kunt, *Traitement numérique des signaux*, Georgi, 1980.
[7] Barry A. Blesser, *Digitization of Audio*, Journal of the Audio Engineering Society, octobre 1978, volume 26, numéro 10.

NDLR : Les 1re et 2e parties de cet article ont été publiées dans les n° 1712 et 1713 du Haut-Parleur, disponibles au prix de 17 F le numéro.

BLOC-NOTES

NOUVEAUX PRODUITS APPLE

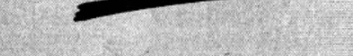
Imprimante à laser :

Apple annonce la commercialisation en France, à partir de juin 1985, de son imprimante à laser Laser Writer. Cette machine originale intègre une imprimante à laser Canon LB-CX10, un ordinateur réalisé par Apple à base de microprocesseur 68000 et disposant de 512 K-octets de mémoire et un logiciel de photocomposition PostScript. L'imprimante a une résolution de 130 points par centimètre et imprime à la vitesse de 2 à 8 pages par minute sur du papier ordinaire ou des transparents pour rétroprojection. Elle dispose d'une large gamme de typographies dont une scientifique, et les documents produits peuvent passer directement de l'imprimante à une machine de photocomposition. Le prix approximatif annoncé est de 70 000 francs.



Ecran à cristaux liquides pour Apple IIc :

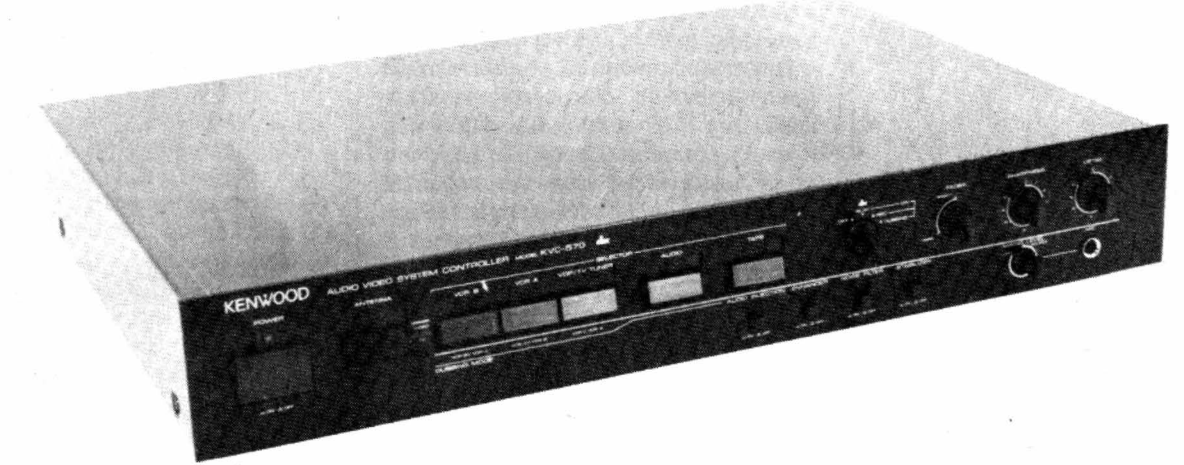
Le complément indispensable de l'Apple IIc est disponible depuis le 1er février 1985 chez tous les revendeurs Apple. Il s'agit d'un écran à cristaux liquides pour l'Apple IIc. L'écran, quoique compact et léger puisqu'il pèse 1,1 kg pour 138 mm sur 290 mm sur 40 mm, affiche 24 lignes de 80 caractères, soit l'équivalent de ce que sait faire un moniteur classique, mais il fonctionne aussi en graphique avec une résolution de 560 points horizontaux sur 192 points verticaux. L'écran se connecte en face arrière de l'Apple IIc sur lequel il prélève son alimentation. Il peut s'adapter aux diverses conditions d'éclairage ambiantes et peut fonctionner en même temps qu'un moniteur monochrome. Sa consommation est inférieure à 2 W et sa taille lui permet de tenir dans la pochette extérieure du sac de transport de l'Apple IIc. Tout est de petite taille, donc, sauf le prix : 7 000 francs TTC.



Un réseau de pommes :

C'est encore Apple qui annonce pour juin 1985 la disponibilité du réseau local Appletalk. Ce réseau permet d'interconnecter avec une extrême simplicité jusqu'à 32 éléments sur une distance pouvant aller jusqu'à 300 mètres, à l'aide de simple câble bifilaire torsadé. Son but est de faciliter la communication d'un groupe d'individus sans devoir créer de système. De ce fait, Appletalk est géré entièrement par l'intelligence de chaque élément prévu au départ pour accepter ce réseau local. C'est le cas des MacIntosh 128 Ko, 512 Ko et XL (Lisa), ainsi que des périphériques tels l'imprimante Laser Writer, les disques durs ou les ports de communication vers d'autres réseaux ou des banques de données. Le prix annoncé pour Appletalk est inférieur à 500 francs par connexion.

LE CONTROLEUR AUDIO-VIDEO



KENWOOD KVC 570

Kenwood fut l'un des premiers constructeurs à présenter un amplificateur audio/vidéo. Cette société persiste dans cette direction et propose un nouveau système de traitement de ces signaux : le KVC 570. Cet appareil, essentiellement destiné à améliorer la qualité d'une image vidéo, ne comporte plus d'amplificateur de puissance comme le modèle précédent.

La figure 1 représente le schéma de branchement des différents appareils, elle est extraite de la documentation du constructeur. Comme on peut le constater, on y trouve aussi bien des prises pour les signaux RF que pour des signaux audio ou vidéo.

En RF, par exemple, le téléviseur sera attaqué par un signal provenant de l'antenne ou d'un modulateur interne. Les deux magnétoscopes sont reliés au KVC 570 par des prises RCA, l'un d'eux recevra le signal de l'antenne pour l'enregistrement direct des émissions.

Kenwood a également prévu une prise pour un lecteur de disques vidéo, une sortie pour un moniteur vidéo, une prise pour un magnétophone, enfin une paire de prises (entrée et sortie) pour une chaîne Hi-Fi.

Des commutateurs mono/stéréo permettent d'adapter la bande son qui accompagne le signal vidéo. Cet appareil est donc conçu pour les nouveaux magnétoscopes Hi-Fi stéréo. Un téléviseur pourra aussi recevoir un signal vidéo, à condition qu'il ait été prévu pour cela.

Le KVC 570 permet encore :

– de copier des signaux provenant d'un magnétoscope, en améliorant la qualité de l'image ou en la modifiant ;

– de faire d'un son mono un son pseudo-stéréophonique grâce à un synthétiseur ;

– d'améliorer le rapport signal/bruit en utilisant le réducteur de bruit DBX ou en mettant en service un filtre de bruit qui coupera les fréquences aiguës dans la bande de fréquences la plus sensible aux parasites. Ce réducteur de bruit peut aussi être utilisé avec seulement un magnétophone.

Les traitements

Trois potentiomètres ont été prévus pour le traitement de l'image. Le premier permet de couper progressivement le signal afin d'assurer un fondu au noir ; ce fondu affecte aussi le son. Ce dispositif intéressera essentiellement ceux qui désirent faire du montage à partir de bandes magnétiques enregistrées à l'aide d'une caméra.

Les deux autres potentiomètres permettent de modifier la qualité de l'image, l'un « détaille » l'image, l'autre la rend plus fine. Pratiquement, il s'agit d'une correction de contour, on utilise ici une contre-réaction par circuit accordé LC, pour la correction dite de finesse, et un filtre accordé sur 1,2 MHz pour le détail, l'accord se fait sur 2,1 MHz (voir figure 2).

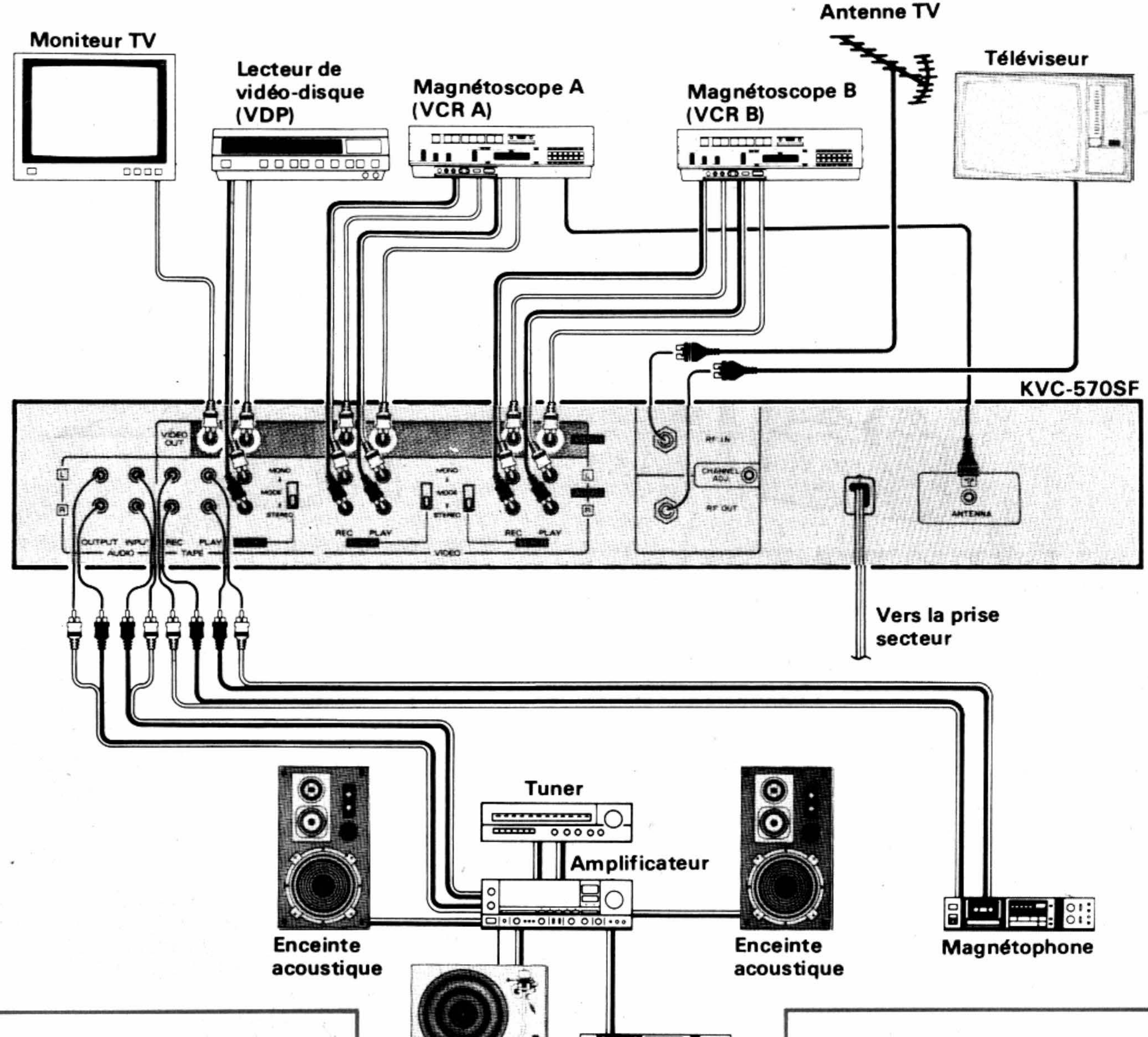


FIGURE 1. – Schéma de branchement des différentes entrées et sorties du KVC 570 (doc. Kenwood).

Chacune de ces corrections s'effectue avec une efficacité différente ; à 2,1 MHz elle est plus importante mais sur une bande plus étroite. La configuration du circuit de correction fait que l'amplitude de correction n'est que de 5 dB environ à 1,2 MHz, et de 7 ou 8 dB à 2,1 MHz. La limitation de la largeur de bande et de l'efficacité fait que le traitement maximal, s'il apporte une correction visible de l'image, ne crée pas trop de traînage ni d'augmentation sensible du bruit de fond. La correction, ici, est nettement plus subtile que celle que nous avons pu constater sur d'autres appareils de correction vidéo.

Kenwood introduit ici un système de stabilisation du signal vidéo qui consiste à fabriquer de nouvelles impulsions de synchronisation verticales, bien mises en forme, et à les mélanger au signal vidéo d'origine qui retrouve ainsi une nouvelle jeunesse. Il va de soi que l'efficacité de ce système de synchronisation dépend de l'état de dégradation de la bande lue, nous n'avons pu juger de l'efficacité de ce correcteur, même en déréglant le potentiomètre de stabilité verticale du téléviseur, nos bandes d'essais ne sont pas suffisamment usées. Ce circuit restaure les impulsions rabotées.

Le KVC 570 joue également un rôle de distributeur vidéo. Ses diverses sorties vidéo sont équipées d'une résistance série de 75 Ω qui fixe l'impédance interne du générateur et permet d'adapter le câble. D'autre part, cet appareil a un gain égal à l'unité, il n'amplifie donc pas le signal vidéo.

Le traitement destiné à obtenir un son stéréophonique à partir d'un signal mono consiste en des déphasages successifs du signal qui donnent une sorte de spatialisation du son. Bien sûr, avec un signal stéréophonique, ce dispositif ne sera pas nécessaire.

L'appareil dispose par ailleurs d'une entrée micro que l'on utilisera pour la sonorisation des bandes.

Le réducteur de bruit dBx utilise un circuit intégré unique qui assure le traitement des deux voies à la fois. (ce circuit a tout de même 22 pattes), il est

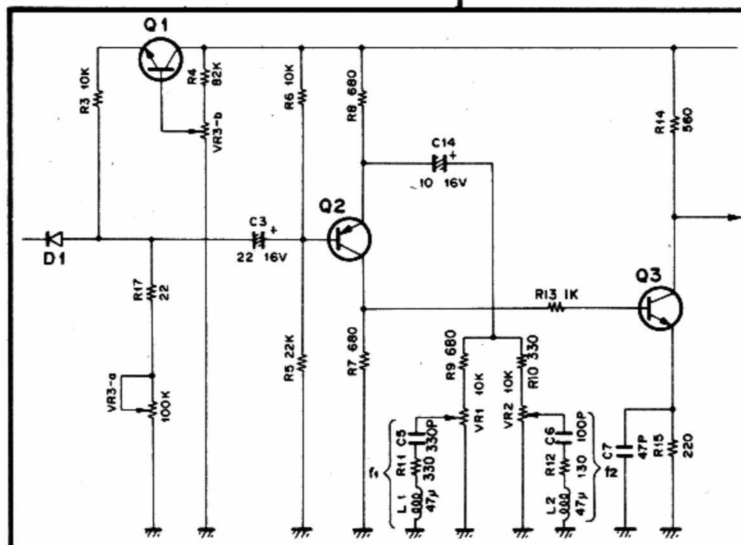


FIGURE 2. – Schéma de principe du circuit de traitement vidéo. VR3 assure le passage au noir de l'image, par contrôle du courant continu traversant la diode D_1. La correction de l'image se fait par VR_1 et VR_2 qui commandent l'introduction du circuit résonnant RLC, celui-ci modifie le gain de Q_2 dans une plage de fréquences déterminée.

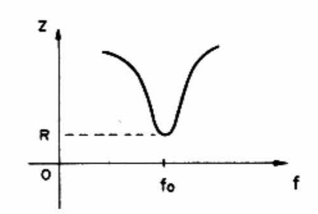


FIGURE 3. – Courbe de réponse d'un circuit RLC.

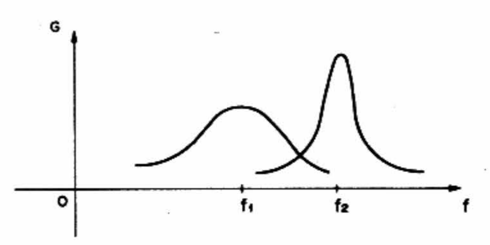


FIGURE 4. – Les réponses en fréquences dues aux circuits RLC : on remonte, avec un Q différent, le gain aux fréquences f_1 et f_2.

fabriqué par Matsushita, qui l'utilise sur ses magnétophones (rares sont les firmes qui ont adopté le dBx pour leurs produits audio).

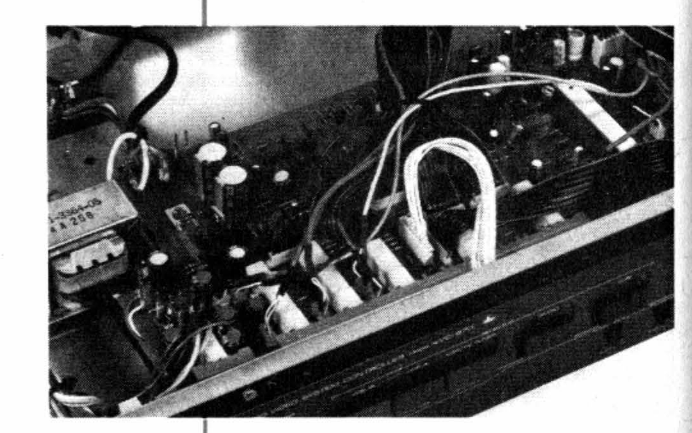
Technique

Les procédés techniques mis en œuvre ici figurent parmi les plus classiques, on n'a pas eu besoin de développer de circuits spéciaux ni de microprocesseur. La partie électronique utilise des transistors discrets et quelques circuits intégrés, l'appareil est essentiellement un dispatching capable de commuter aussi bien les signaux audio que vidéo.

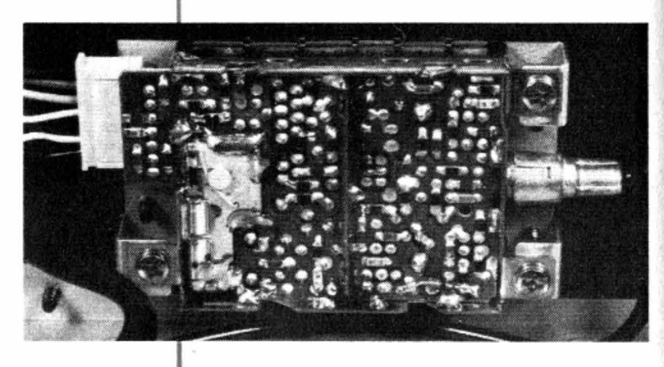
Le KVC 570 est de construction classique, excepté la tête RF construite selon la technologie du montage en surface et contenue dans un boîtier miniature blindé.

Essais

Nous avons expérimenté cet appareil sur des cassettes vidéo qui, apparemment, n'étaient pas très mauvaises, et les améliorations apportées à l'image restèrent subtiles. Nous avons, bien sûr, constaté les modifications de l'image attendues, mais celles-ci restent discrètes même lorsque les potentiomètres sont poussés à fond. Le KVC 570 se manipule facilement à condition de lire très attentivement le mode d'emploi.



Le convertisseur miniature du KVC 570 utilise la technique d'implantation en surface des composants.



Sur le circuit imprimé, on remarquera les nombreux commutateurs.

Conclusion

Le contrôleur audio/vidéo Kenwood sera utile à tous les amateurs soucieux de qualité qui pratiquent le montage et la copie de bandes vidéo. Cet appareil leur permettra en plus d'améliorer la qualité du son grâce au réducteur de bruit dBx.

E. LEMERY

EDDYSTONE:

Les émetteurs Britanniques

Avec l'avènement des stations de radiodiffusion libres, locales ou privées – peu importe le qualificatif, l'essentiel étant qu'elles existent –, on a vu le nombre de points d'émission croître singulièrement dans notre pays pour atteindre actuellement un chiffre voisin de 1 200. Et cette croissance en quantité, mais pas toujours en qualité, a toujours nécessité un matériel de base à chaque nouvelle implantation et, en particulier, un émetteur. Construit en France, ou encore en Italie ou en Allemagne, un émetteur se doit d'être un équipement professionnel, d'autant plus que bien souvent il lui sera demandé de fonctionner 24 heures sur 24. Parmi les marques que nous pouvons découvrir dans ces stations de radiodiffusion, une nouvelle venue a fait récemment son apparition : elle a pour nom Eddystone et nous arrive d'outre-Manche.

